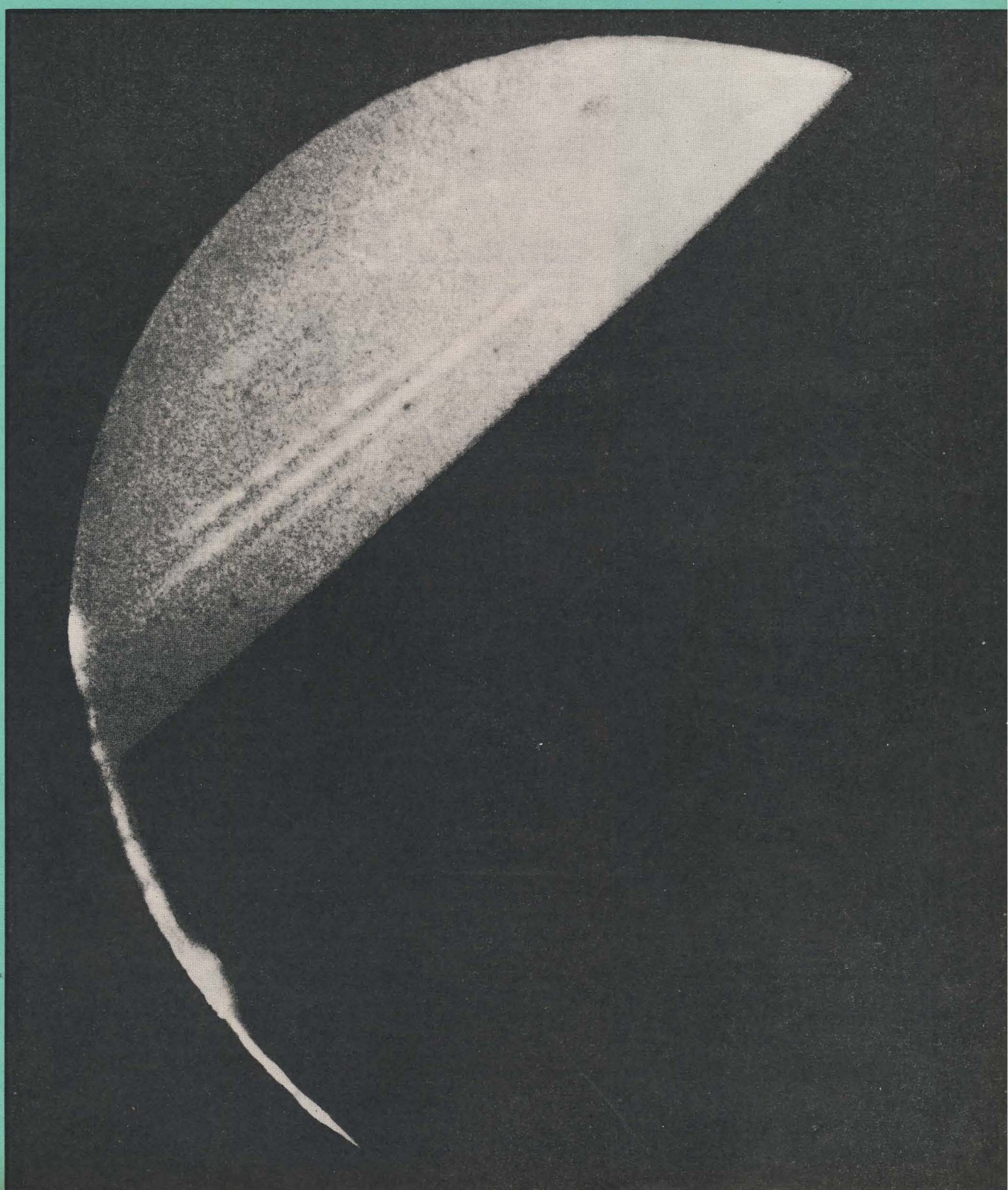
radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio • Fernsehen • Elektroakustik und Elektronik

- Ein kleines Elektronenblitzgerät zum Selbstbau
- Die telemetrischen Ausrüstungen künstlicher Raumflugkörper
- Ein Wobbler für die Fernsehbänder IV und V
- Fotoelektrisches Meßgerät zur Geschwindigkeitsmessung

3 | FEBRUAR 1965



VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

PREIS 2,00 MDN

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG

FÜR DBR BERLIN

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 66

Hans-Dieter Naumann
Die telemetrischen Ausrüstungen künstlicher Raumflugkörper 67

Ing. Lothar Bohr und Dipl.-Ing. Steffen Haenel
Ein Wobbler für die Fernsehbänder IV und V 70

A. Tewes
Transistoren nach dem Overlay-Prinzip 73

Werner Otto
Tageslichtbetrachtung von Katodenstrahlbildröhren 74

Wiedergabe von Fernsehbildern mit Hilfe der Faseroptik 76

K. Sturm
Röhreninformationen 14
Reflexklystrons 79

Aus der Reparaturpraxis 81

Ing. Horst Engel
Umbauanleitung für den „Smaragd" – ein Tonbandgerät für anspruchsvolle Musikfreunde
Teil 2 83

Wolfgang Hirsch
Ein kleines Elektronenblitzgerät zum Selbstbau 86

Dr.-Ing. W. Müller, Dipl.-Ing. J. Janson und cand. ing. E.-E. Knust
Fotoelektrisches Meßgerät zur Geschwindigkeitsmessung von Fahrzeugen 89

Helmut Hünich
Einschaltpulser 92

Ing. Thomas Galli
Begründung der unterschiedlichen Größe von Scheinkapazität und Ladungskapazität bei Aluminium-Elektrolytkondensatoren 94

Fachbücher 95

OBSAH

Oznámení a zprávy 66

Hans-Dieter Naumann
Telemetrické aparatury kosmických korábů 67

Ing. Lothar Bohr a Dipl.-Ing. Steffen Haenel
Rozmítací generátor pro IV. a V. televizní pásmo 70

A. Tewes
Tranzistory založené na principu „Overlay" 73

Werner Otto
Pozorování oscilografických obrazovek při denním světle 74

Reprodukce televizního obrazu pomocí vláknové optiky 76

K. Sturm
Informace o elektronkách (14)
Reflexní klystrony 79

Z opravářské praxe 81

Ing. Horst Engel
Návod k přestavbě magnetofonu „Smaragd" na magnetofon pro náročné přátelé hudby
díl druhý 83

Wolfgang Hirsch
Malý amatérsky zhotovený elektronický blesk 86

Dr.-Ing. W. Müller, Dipl.-Ing. J. Janson a cand. ing. E.-E. Knust
Fotoelektrický měřicí přístroj pro měření rychlosti vozidel 89

Helmut Hünich
Impulzový generátor 92

Ing. Thomas Galli
Odůvodnění různé velikosti zdánlivé a nabíjecí kapacity hliníkových elektrolytických kondenzátorů 94

Odborné knihy 95

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 66

Ганс Дитер Науман
Телеметрическое оборудование космических ракет 67

Инж. Лотар Бор и диплом-инж. Штеффен Хэнель
Генератор качающейся частоты для дециметрового телевизионного диапазона 70

А. Тевес
Транзисторы с оксидной пленкой 73

Вернер Отто
Рассматривание изображения на экране электронолучевой трубки при дневном свете 74

Воспроизведение телевизионных изображений при помощи волоконной оптики 76

К. Штурм
Информация об электровакуумных и газоразрядных приборах (14)
Отражательные клистроны 79

Из работы ремонтных мастерских 81

Инж. Горст Энгель
Переделка магнитофона «Смарагд» в высококачественную установку для воспроизведения музыки,
ч. 2-я 83

Вольфганг Хирш
Небольшая самодельная фотовспышка 86

Д-р инж. В. Мюллер, диплом-инж. И. Янсон и Е. Е. Кнуст
Фотоэлектрический измеритель для определения скорости движения транспорта 89

Гельмут Хюних
Генератор коммутационных импульсов 92

Инж. Томас Галли
Причина различия значений кажущейся и зарядной емкостей в алюминиевых электролитических конденсаторах 94

Новые книги 95

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14
Telefon 42 00 19, Fernverkehr 42 33 91, Fernschr.: 011 441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin
radio und fernsehen
Verantw. Redakt.: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, 102 Berlin, Rosenthaler Straße 28/31, und alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,00 MDN

Redaktionsausschuß:
Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shuidan, P.O.B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P.P.K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspostellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P.O.B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 66

Hans-Dieter Naumann
The Telemetric Equipment of Space Satellites 67

Ing. Lothar Bohr and Dipl.-Ing. Steffen Haenel
A Wobbling Generator for the Television Bands IV and V 70

A. Tewes
Transistors Based on the Overlay Principle 73

Werner Otto
Cathode-Ray Tube Pictures Looked at in Daylight 74

Use of Fibre Optics in the Reproduction of Television Pictures 76

K. Sturm
Tube Informations 14 Reflex Klystrons 79

Repair Practice 81

Ing. Horst Engel
Instruction for Reconstructing the "Smaragd" – a Tape Recorder Satisfying Musical Experts Part 2 83

Wolfgang Hirsch
A Small Electron-Flash Set for Home Construction 86

Dr.-Ing. W. Müller, Dipl.-Ing. J. Janson and cand. ing. E.-E. Knust
Photoelectric Instrument for Measuring the Velocity of Vehicles 89

Helmut Hünich
Switching-On Pulse Generator 92

Ing. Thomas Galli
The Different Values of Apparent and Charge Capacity of Aluminium Electrolytic Condensers 94

Technical Books 95

Titelbild:

Diese Aufnahme der Erde wurde von dem sowjetischen Kosmonauten Valeri Bykowski während seines Weltraumfluges im Juni 1963 mit einer Spezialkamera gemacht

Foto: Zentralbild TASS

Die KW-Ausbreitung im Dez. 1964 und Vorschau für März 1965

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

KW-Ausbreitung im Dezember 1964

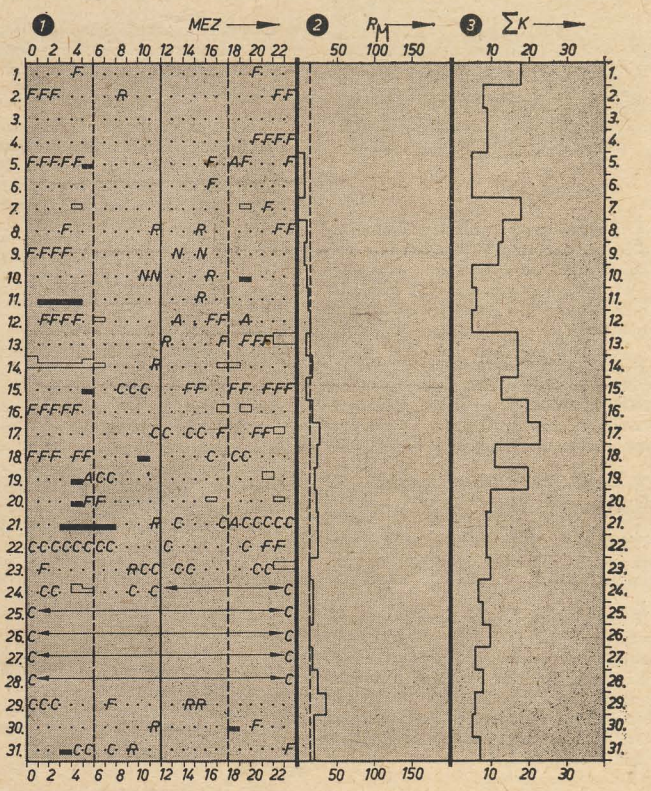
❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

△f/f
□ · + 41% und darüber
□ · + 31 ··· + 40%
▭ · + 21 ··· + 30%
– · + 20 ··· – 18%
▬ · – 21 ··· – 30%
■ · – 31 ··· – 40%
■ · – 41% und weniger
ϟ · Mögel-Dellinger-Effekt

A = Abdeckung
C = Gerätestörung
F = Streuung
S = atmosphärische Störungen oder Fadings
N = Messung nicht interpretierbar
G = Ionisationsdichte der Schicht für brauchbare Messung zu gering
R = selektive Dämpfung

❷ gemessene Sonnenflecken-relativzahlen (R_M)

❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern ▶

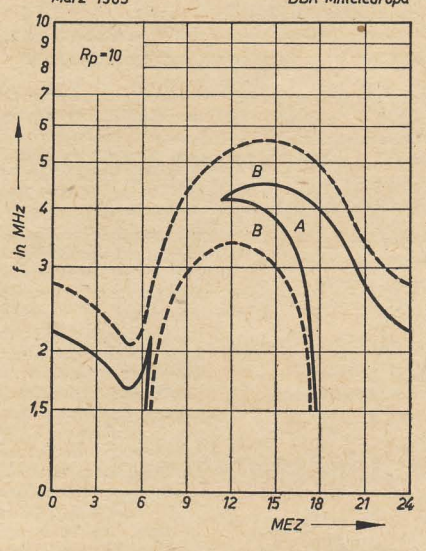


Vorschau für März 1965

Sendeleistung: 100 W
Mindestfeldstärke: 10 μV/m
Entfernung: 0 ··· 600 km
A = sicherer Verkehr
B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen ▼

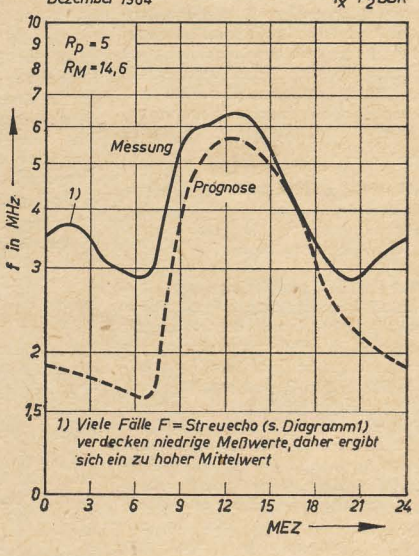
Frequenzberatung

März 1965 *DDR Mitteleuropa*



Gegenüberstellung Prognose/Messung

Dezember 1964 f_x F_2 DDR



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem . . .

Jubiläumsmesse in Leipzig
Messevorschau: Elektronische Meßtechnik ●

TV-Empfänger „Sibylle IV" 53 GTG 106 ●

Volltransistorisierte Stereoanlagen ●

Bauanleitung: Rechteckmodulierter Fernsteuersender für 27,12 MHz ●

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Ein volltransistorisierter Elektrokardiograf,** der eine Masse von nur 8 kg besitzt und die Größe eines transportablen Rundfunkgerätes hat, wurde im VEB Meßgerätewerk Zwönitz entwickelt.

▼ **Etwa 20 000 Spezialisten für elektronische Rechenstationen** werden in der DDR bis 1970 ausgebildet. Dazu gehören Systemingenieure, Wartungsingenieure und Programmierer.

▼ **Die Farbfernsehsystemauswahl** für Europa wurde um das System „Sequin" der Rediffusion Research Ltd. bereichert, das mit sequentieller Übertragung bei Quadraturmodulation arbeitet.

▼ **Ein elektronischer Schiffsnavigator** wurde von Leningrader Spezialisten entwickelt. Er arbeitet weit schneller als jeder Steuermann. Der elektronischen Rechenmaschine wird die Prognose des Zentralen Wetterdienstes für ein bestimmtes Gebiet eingegeben, und binnen weniger Minuten bestimmt sie den günstigsten Kurs, auf dem das Schiff beispielsweise ein Sturmgebiet umgehen kann.

▼ **Der Deutsche Demokratische Rundfunk** strahlt seine Programme über 1 Langwellensender, 21 Mittelwellensender und 39 Ultrakurzwellensender aus. Im Kurzwellenbereich benutzt der Deutsche Demokratische Rundfunk 17 Frequenzen, vorwiegend für seine Auslandssendungen nach Westeuropa, Amerika, Afrika, Südostasien und dem Vorderen Orient.

▼ **Die BBC** beendete ihre Stereoversuchssendungen nach dem 2-Sender-Verfahren und entschied sich zugunsten des Pilottonverfahrens.

▼ **Mit der für Parallelsteuerungs- und Datenreduktionssysteme erforderlichen Geschwindigkeit** und Zuverlässigkeit arbeitet ein Elektronenrechner in Schreibtischgröße, um den eine britische Firma ihre Computerserie erweitert hat. Die Additionszeit des Computers beträgt 8 μs, die Multiplikationszeit 72 μs. Das erste Produktionsmodell soll im Laboratorium für Molekularbiologie in Cambridge installiert und zur Steuerung von Röntgen-Diffraktionsmeßgeräten bei kristallografischen Experimenten verwendet werden. Die Speicher und logischen Schaltkreise sind in einem Gehäuse mit den Abmessungen 2,3 × 0,7 × 0,9 m untergebracht.

▼ **Eine Fernsehaufnahmeröhre** mit einer Auflösung von 3000 Zeilen nach dem Image-Dissektor-Prinzip für den Einsatz in Filmabtastern mit feinster Auflösung und für Spezialzwecke wurde von der amerikanischen Firma Westinghouse entwickelt.

▼ **Autophoto** heißt ein neues Bildfunkgerät, das in fünfjähriger gemeinsamer Arbeit des Elektronik-Labors der amerikanischen Nachrichtenagentur AP und der britischen Firma Muirhead o. LTD. entwickelt wurde. Das Gerät liefert voll automatisch bereits 20 Sekunden nach der Funkaufnahme ein fertiges Hochglanzfoto im Format 24 × 34 cm. Papierzuschnitt, Entwick-, lungs-, Fixier- und Trocknungsvorgang laufen ohne menschliches Zutun völlig selbsttätig.

▼ **Dünnfilmdatenspeicher** für elektronische Rechenmaschinen oder Datenverarbeitungsanlagen werden jetzt in Großbritannien in Serie hergestellt.

▼ **Versuchssendungen nach einem kompatiblen Einseitenbandverfahren** unternimmt die British Broadcasting Corporation in ihrem Überseekurzwellenrundfunkdienst General Overseas Service auf 9317 kHz, 12 182 und 15 913 kHz.

Neue Sendezeiten für das Zeitzeichen vom Geodätischen Institut Potsdam

Entsprechend den Wünschen vieler Interessenten des Zeitzeichens wurden in Zusammenarbeit mit den Sendeleistungen von Radio DDR, des Berliner Rundfunks, des Deutschlandsenders und der Studiotechnik Rundfunk die Sendezeiten des Zeitzeichens neu festgelegt. Das Zeitzeichen wird täglich zu folgenden Zeiten gesendet:

7.00 Uhr	alle Sender des Deutschen Demokratischen Rundfunks 30-Sekunden-Zeitzeichen
9.00 Uhr	Radio DDR I 5-Sekunden-Zeitzeichen
10.00 Uhr	Deutschlandsender 5-Sekunden-Zeitzeichen
13.00 Uhr	alle Sender des Deutschen Demokratischen Rundfunks 30-Sekunden-Zeitzeichen
15.00 Uhr	Berliner Rundfunk 5-Sekunden-Zeitzeichen
18.00 Uhr	Berliner Rundfunk 5-Sekunden-Zeitzeichen
19.00 Uhr	Berliner Welle 5-Sekunden-Zeitzeichen

An Sonn- und Feiertagen erfolgt die Durchgabe nur um 7.00 Uhr und um 13.00 Uhr über alle Sender, außer Berliner Welle.

Zur Erklärung des Zeitzeichens sei folgendes gesagt:

Das 13.00-Uhr-Zeitzeichen z. B. beginnt um $12^h59'30''$. Es besteht aus insgesamt 17 Impulsen:

von der 30. bis 40. Sekunde je Sekunde 1 Impuls
in der 45. Sekunde 1 Impuls
in der 50. Sekunde 1 Impuls
in der 55. Sekunde 1 Impuls und
in der 58., 59. und 60. Sekunde je 1 Impuls

Das 5-Sekunden-Zeitzeichen besteht nur aus den letzten 4 Impulsen:

in der 55. Sekunde 1 Impuls und
in der 58., 59. und 60. Sekunde je 1 Impuls

Die Abweichung des Signaleinsatzes innerhalb 24 Stunden ist kleiner als $^1/_{10}$ Millisekunde.

Fernsehteilnehmerzählung vom Flugzeug aus

In den USA ist ein Verfahren entwickelt worden, mit dem sich die Zahl der eingeschalteten Fernsehempfänger vom Flugzeug aus bestimmen läßt, berichtet die „Internationale Elektronische Rundschau" im Heft 12 (1964). Das Flugzeug muß dabei in einer Höhe von etwa 1000 m mit 250 bis 260 km/h fliegen. Die Bordgeräte nehmen die von den eingeschalteten Fernsehempfängern ausgehende Störstrahlung auf. Voraussetzung für brauchbare Ergebnisse ist die Einhaltung eines genau festgelegten Kurses. Durch wiederholtes Überfliegen der gleichen Strecken zu bestimmten Zeiten kann man die Zählergebnisse in Beziehung zueinander setzen, woraus sich die für die Marktforscher wichtigen „ratings" ableiten lassen. Man hofft, mit 6 oder 7 Flugzeugen die 60 bis 70 wichtigsten Fernsehversorgungsgebiete auch bei schlechtem Flugwetter laufend überwachen zu können.

Wichtige Literaturzusammenstellungen

Dem Bulletin wichtiger Literaturzusammenstellungen 12 (1964) entnahmen wir folgende Literaturhinweise. Interessenten haben die Möglichkeit, bei der als Herausgeber genannten Stelle eine Fotokopie der Literaturzusammenstellung zu bestellen.

Literatur über Datenverarbeitung

Lit.-Nr.: 61 (50 S.). Nur eigener Bestand
Hrsg.: Inst. f. Datenverarbeitung.
HA Literatur. 808 Dresden, Postfach 40

Literatur über Oberflächeneffekte an Halbleitern

(DK: 621.315.592; 537.312)
Lit.-Nr.: 46. Titelanzahl: 55 (7 S.)
Berichtsz.: 1959–63
Hrsg.: VEB Halbleiterwerk. Werkteil Stahnsdorf. Abt. Dok.
Stahnsdorf, Ruhlsdorfer Weg

Literatur über die Klirrfaktormessung

(DK: 621.317.757; 621.317.353.1)
Titelanzahl: 30 (4 S.)
Berichtsz.: 1952–63
Hrsg.: VEB Fernmeldewerk. Inf.-Stelle.
7027 Leipzig, Melscher Str. 7

Literatur über die Kühlung elektronischer Bauelemente und Geräte

(DK: 621.3.032.42; 537.322; 537.324)
Titelanzahl: 77 (8 S.)
Berichtsz.: 1957–63
Hrsg.: VEB Fernmeldewerk. Inf.-Stelle.
7027 Leipzig, Melscher Str. 7

Literatur über transistorisierte Quarzoszillatoren

(DK: 621.373.421.13)
Titelanzahl: 30 (5 S.)
Berichtsz.: 1956–63
Hrsg.: VEB Fernmeldewerk. Inf.-Stelle.
7027 Leipzig, Melscher Str. 7

Literatur über das Rauschen von Verstärkern und Modulatoren

(DK: 621.391.822; 621.375.4)
Titelanzahl: 31 (5 S.)
Berichtsz.: 1958–63
Hrsg.: VEB Fernmeldewerk. Inf.-Stelle.
7027 Leipzig, Melscher Str. 7

Literatur über die thermoelektrische Kühlung (techn. Anwendung des Peltier-Effekts)

(DK: 537.322.15; 621.362)
Lit.-Nr. 45. Titelanzahl: 89 (14 S.).
Teilweise mit Annotationen.
Berichtsz.: 1959–64
Hrsg.: VEB Halbleiterwerk. Werkteil Stahnsdorf. Abt. Dok. Stahnsdorf, Ruhlsdorfer Weg

Literatur über Wechselsprechanlagen

(DK: 621.395.21)
Titelanzahl: 29 (4 S.)
Berichtsz.: 1959–63
Hrsg.: VEB Fernmeldewerk. Inf.-Stelle.
7027 Leipzig, Melscher Str. 7

Literatur über Wobbelmeßplätze

(DK: 621.317.74)
Titelanzahl: 27 (4 S.)
Berichtsz.: 1956–64
Hrsg.: VEB Fernmeldewerk. Inf.-Stelle.
7027 Leipzig, Melscher Str. 7

Farbige Bilder über Telefonkabel

Mit der Herstellung einer Apparatur zur Farbbildübertragung über Telefonkabel ist in Leningrad begonnen worden. Sowjetische Fachleute sind der Meinung, daß diese Apparatur ein Modellbeispiel für Systeme darstellt, mit deren Hilfe künftig farbige Bilder zwischen Städten und Ländern ausgetauscht werden können.

Das erste Versuchsmuster einer solchen Apparatur wurde bereits bei Übertragungen zwischen Leningrad und Moskau erfolgreich erprobt. Selbst Bilder, die über eine größere Entfernung als 600 km übermittelt wurden, sollen in der Qualität den Farbbildern von Illustrierten nicht nachgestanden haben.

Das verwendete System basiert auf der Dreifarbentheorie des Sehens. Die Übertragung eines Farbbildes in der Größe von 220 × 300 mm dauert 25 Minuten. Die Übertragungszeit kann jedoch durch Anwendung eines Mehrkanalsystems verkürzt werden, indem über mehrere Kanäle jeweils nur ein Teilbild übertragen wird.

Elektronischer Bildröhrenverstärker

Die Carnegie Institution in Washington (USA) vergab den ersten Serienauftrag für einen elektronischen Bildröhrenverstärker an eine Elektronikfirma. Diese Serie besteht aus „Kaskaden-Bildverstärkern", die einem relativ kleinen Reflektorspiegel durch Verdreifachung der „Lichtfang-Kapazität" die fotografische Leistungsfähigkeit eines Riesenteleskops geben sollen. Es handelt sich um eine Entwicklung, die für die Astronomie von entscheidender Bedeutung ist. Der elektronische Bildverstärker kann mit relativ geringen Mitteln die Leistungsfähigkeit weit größerer Instrumente vervielfachen. Man erhofft von diesem Bildverstärker besondere Fortschritte in der Sternspektroskopie. Außerdem wird man mit der Röhre im infraroten Lichtbereich arbeiten können, das bisher wegen der schwachen Rot-Empfindlichkeit der fotografischen Platten für die Astronomie nur sehr unvollkommen erschlossen war. Das dürfte von großer Bedeutung für die optische und spektroskopische Erschließung der Milchstraße sein, deren Sterne bisher nur in einem sehr beschränkten Nahbereich um die Erde beobachtet werden konnten.

Japanisches Fernsehbandaufnahmegerät

Die Sony Corporation, Tokio, hat ein neuartiges Fernsehbandaufnahmegerät zum Heimgebrauch entwickelt. Es arbeitet mit einer Bandbreite von 0,5 Zoll bei einer Bandgeschwindigkeit von 7,5 Zoll in der Sekunde. Mit dem Fernsehbandaufnahmegerät, das speziell zum Heimgebrauch bestimmt ist, können z. B. Schmalfilme im eigenen Heim aufgenommen werden und kurz danach im Fernsehapparat wieder vorgeführt werden. Auch ist es möglich, Fernsehsendungen auf Band festzuhalten, um sie später zu zeigen. Die Spieldauer eines „video"-Bandes beträgt 63 Minuten. Das Bandgerät wird dabei mittels eines elektronischen Brückenteils an einen gewöhnlichen Fernsehapparat angeschlossen. Eine größere und zur Zeit noch kaum zu übersehende Rolle könnten diese Fernsehbandaufnahmegeräte auch in Schulen und Universitäten als Lehrhilfsmittel spielen.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

14. JAHRGANG · 1. FEBRUARHEFT 3 1965

Die telemetrischen Ausrüstungen künstlicher Raumflugkörper

HANS-DIETER NAUMANN

Ein großer Teil der gesamten Bordelektronik künstlicher Erdsatelliten und Raumsonden entfällt auf Geräte, die der Gewinnung von Meßwerten sowie ihrer Übermittlung zur Erde dienen. In der Fachliteratur faßt man alle dazu erforderlichen Ausrüstungen unter dem Begriff „telemetrische Ausrüstungen" zusammen. Der nachfolgende Beitrag stellt eine Einführung in die Schaltungs-, Geräte- und Verfahrenstechnik bei der Meßwertübertragung aus Erdsatelliten dar.

Allgemeines

Bei der Entwicklung von telemetrischen Geräten und Verfahren für Raumflugkörper kann man weitgehend auf die erdgebundene Elektronik und Fernmeßtechnik zurückgreifen. Allerdings liegen in der Raumflugtechnik völlig veränderte, extremere Betriebsbedingungen vor, die sowohl geräte- als auch verfahrenstechnische Besonderheiten astronautischer Fernmeßeinrichtungen zur Folge haben. Die wichtigsten dieser Besonderheiten sind

1. Die Geräte müssen den allgemeinen Anforderungen an Satellitengeräte genügen, also geringes Gewicht, kleine Abmessungen, hohe Zuverlässigkeit und geringen Leistungsbedarf haben.

2. Die anfallenden Meßgrößen können völlig unterschiedlicher Natur sein. Ihre Zahl ist sehr hoch. Für zahlreiche Meßgrößen werden Meßwertgeber an verschiedenen Stellen im Satelliten verwendet.

3. Die Messungen müssen eine bestimmte räumliche Zuordnung erhalten sowie über längere Zeiträume kontinuierlich durchgeführt werden. Da eine gleichzeitige Übertragung fast aller Informationen erforderlich ist, ist eine große Anzahl von Meßkanälen notwendig.

4. Die zu übertragenden Meßgrößen können unterschiedliche Frequenzspektren haben. Man hat zwischen langsam veränderlichen Größen mit einer Übertragungsbandbreite von einigen Hz und schnell veränderlichen Meßgrößen mit 10^2 Hz bis 10^3 Hz Bandbreite zu unterscheiden. Nach einer von der Firma Lockheed veröffentlichten Statistik benötigen etwa 47,5% aller in einem Satelliten anfallenden Meßwerte nicht mehr als 1 Hz Bandbreite, während nur 0,7% in der Größenordnung von 1000 Hz Bandbreite liegen [1].

5. Die Sendeleistung in Satelliten ist z. Z. noch auf einige 100 W begrenzt.

Grundprinzip der Meßwertübertragung

Das Prinzip einer kompletten Meßwertübertragungsanlage eines Satelliten ist im Bild 1 dargestellt. Danach erfolgt an Bord des Satelliten zunächst eine Umwandlung der von den Meßwertgebern ermittelten Meßgrößen in analoge elektrische Spannungswerte. Meßwertgeber und -wandler stellen meist eine gerätetechnische Einheit dar. In einer speziellen Meßwertaufbereitung erfolgt eine Umsetzung auf bestimmte normierte Ausgangswerte. Die Umwandlung der Meßwerte in eine für die HF-Übertragung geeignete Form erfolgt in der Multiplexeinrichtung. Für die Vielfachausnutzung eines Übertragungskanals kann sowohl mit Frequenz- als auch mit Zeitmultiplex gearbeitet werden. Bei Zeitmultiplexverfahren werden die Meßwerte meist in einen speziellen Code umgesetzt. Zur Fehlererkennung erfolgt dabei die Zufügung redundanter Signale. Bei den meisten Satelliten ist außerdem eine Speichervorrichtung vorhanden, die die Signale dann aufnimmt, wenn sich der Satellit nicht im Sichtbereich einer Bodenstation befindet oder aber solche Meßwerte speichert, die nicht laufend übertragen werden müssen. Das Abfragen des Speichers erfolgt auf Befehl einer Bodenstation mit erhöhter Übertragungsgeschwindigkeit.

Den Aufbau einer Bodenstation zum Empfang der Satellitensignale und Rückgewinnung der Meßwerte zeigt Bild 2 [1]. Im Empfänger erfolgt die Demodulation der Signale. Die demodulierten Signale werden in einem sog. Decoder aufbereitet. Die aufbereiteten Signale werden einmal gespeichert und zum anderen in

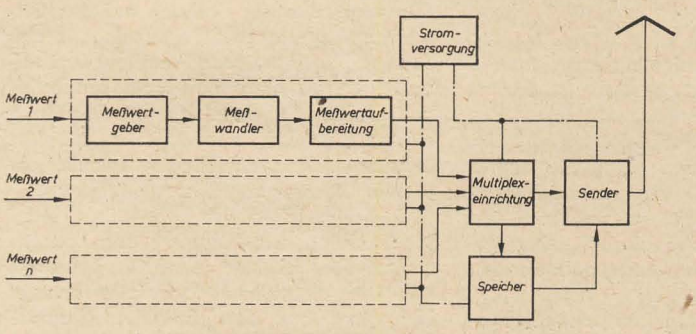


Bild 1: Schema einer Meßwertübertragungsanlage

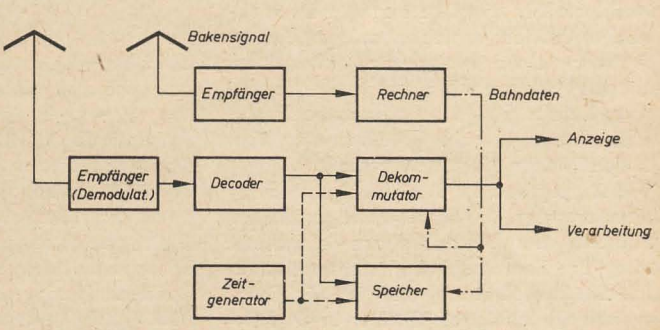


Bild 2: Schema einer Bodenstation für Meßwertübertragungen aus Satelliten

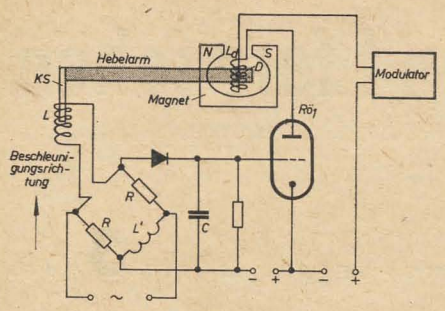


Bild 3: Beschleunigungsmeßwandler für Trägerraketen

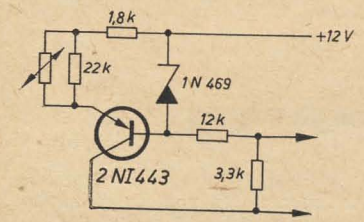


Bild 4: Temperaturmeßwandler der Venussonde Mariner II

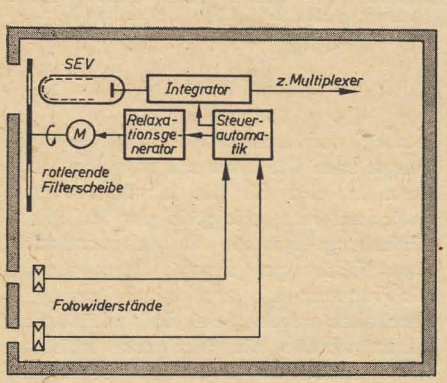


Bild 5: Aufbau eines Meßwandlers zur Messung der Röntgenstrahlung der Sonne

einer nachfolgenden Stufe in Analog- oder Digitalwerte umgewandelt. Diese werden zur Anzeige gebracht oder elektronischen Datenverarbeitungsanlagen zur Auswertung zugeführt. In dieser Stufe werden die Signale gleichzeitig mit synchronisierten Zeitzeichen sowie Informationen über Satellitenposition, Bahnhöhe u. a. versehen.

Meßwertgewinnung in Satelliten

Die in Raketen und Satelliten anfallenden Meßwerte sind Betriebsgrößen des Flugkörpers und physikalische Zustandsgrößen des den Flugkörper umgebenden Mediums. Letztere werden mittels nach außen wirkender Geber erfaßt. Da alle Meßwerte für die Übertragung als elektrische Größen vorliegen müssen, ist es sinnvoll, solche Meßgeräte einzusetzen, die das Meßergebnis direkt in elektrischer Form liefern. Einige schaltungstechnische Ausführungen solcher Meßwandler sind in den Bildern 3 bis 7 dargestellt.

Bild 3 zeigt einen Beschleunigungsmeßwandler, der in Satellitenträgerraketen während der Antriebsphase eingesetzt wird. Er dient auch zur automatischen Triebwerkabschaltung und ist für Fernmeßzwecke geeignet [2]. Der in D drehbar gelagerte Hebelarm trägt einen Kupferstift KS, der in eine Spule L eintaucht und deren Induktivität je nach Eintauchtiefe verändert. Da L in einem Brückenzweig liegt, ändert sich mit der Eintauchtiefe das Brückengleichgewicht und somit die Diagonalspannung der Brücke. Durch die gleichgerichtete Brückenspannung wird $Rö_1$ so angesteuert, daß sich ihr Anodenstrom, der eine zweite Spule L_d durchfließt, mit wachsender Eintauchtiefe vergrößert. L_d befindet sich im Feld eines Magneten. Der Anodenstrom von $Rö_1$ durchfließt L_d so gerichtet, daß diese KS aus L herauszuziehen bestrebt ist. Erfährt das System in Pfeilrichtung eine Beschleunigung, so taucht KS mehr in L ein. Der Anodenstrom und damit die an KS angreifende, von L_d verursachte Gegenkraft vergrößert sich, so daß sich ein Gleichgewichtszustand einstellt. Der Anodenstrom ist ein Maß der auftretenden Beschleunigung.

Bild 4 zeigt einen Temperaturmeßwandler, der in der Venussonde „Mariner II" zur Temperaturmessung an Bauelementen im Inneren der Sonde angewendet wurde [3]. Die Messung erfolgt mit dem im Emitterkreis liegenden Thermistor, der seinen Widerstandswert mit der Temperatur verändert. Die Basisspannung des Transistors wird durch eine Zenerdiode stabilisiert. Bei Widerstandsänderungen des Thermistors ändert sich der Gesamtwiderstand im Emitterkreis und damit der Emitterstrom. Fällt die Temperatur, so wächst der Emitterwiderstand und der

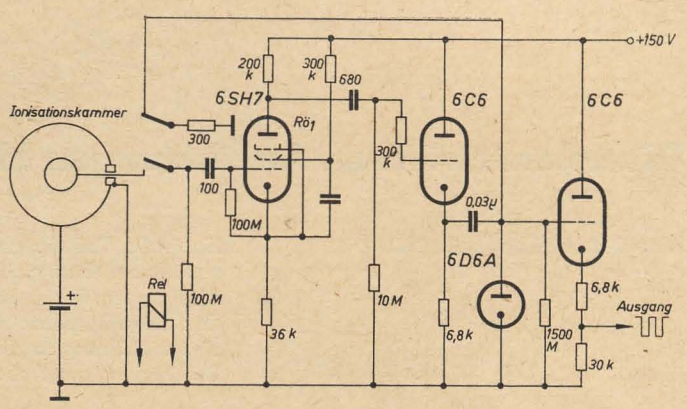
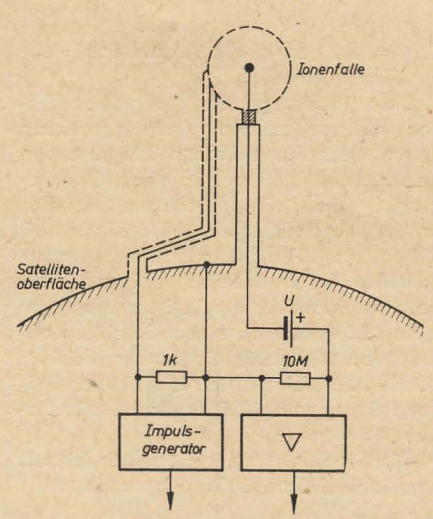


Bild 6: Schaltung eines Ionisationskammer-Meßwandlers zur Messung der Veränderungen der kosmischen Strahlung

Bild 7: Aufbau eines Meßwandlers zur Messung der positiven Ionenkonzentration



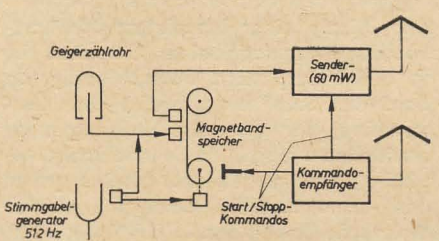


Bild 8: Aufbau der Meßwertübertragungsanlage mit Speicherung des Satelliten Explorer III

Strom wird geringer. Unter der Voraussetzung eines geringen Basisstroms wird damit auch der Kollektorstrom kleiner, was eine entsprechende Veränderung des Spannungsabfalls am Kollektorwiderstand bewirkt. Der Strom durch den Thermistor muß so gering sein, daß die Fehler durch Eigenerwärmung klein bleiben.

Im Bild 5 ist das Schema einer Meßeinrichtung für die Röntgenstrahlung der Sonne in verschiedenen Bereichen dargestellt [4]. Die Messung der Röntgenstrahlung erfolgt mit drei räumlich um 120° gegeneinander versetzten Sekundärelektronenvervielfachern. Durch zwei Fotowiderstände erfolgt über eine Steuerautomatik und einen Relaxationsgenerator die Betätigung einer Blendenscheibe, die Fenster für verschiedene Meßbereiche besitzt. Das Meßergebnis gelangt über einen Integrator zur Fernübertragungsschaltung.

Eine komplette Schaltung für die Messung der kosmischen Strahlung und ihrer Veränderungen zeigt Bild 6 [4]. Durch die Strahlungseinwirkung auf eine Ionisationskammer entsteht auf deren Zentralelektrode eine Ladungsanhäufung, die der Strahlung proportional ist. Ein periodisch betätigter Relaiskontakt nimmt diese Ladung in bestimmten Zeitabständen ab. Die Amplitude des dadurch auf das Gitter von $Rö_1$ gelangenden Impulses ist der Strahlung, die während zweier Kontaktbetätigungen eingewirkt hat, proportional. Durch die nachfolgende Schaltung erfolgt eine Umwandlung des Impulses in einen längenmodulierten Impuls, der für die Übertragung besser geeignet ist.

Bild 7 zeigt schließlich den Aufbau eines Meßwandlers zur Messung der Konzentration der positiven Ionen im Raum [4] [5]. Die eigentliche Ionenfalle besteht aus einer aus dem Satelliten herausragenden gitterartigen Kugelelektrode, in

derem Mittelpunkt sich eine mit etwa 150 V negativ vorgespannte Zentralelektrode befindet. Das zwischen beiden Elektroden bestehende Feld führt alle positiven Ionen zur Zentralelektrode, während negative Teilchen von dieser ferngehalten werden. Die positiven Ionen bedingen einen Stromfluß zur Satellitenoberfläche. Am 1-MΩ-Widerstand wird dadurch ein Spannungsabfall erzeugt, der über einen Verstärker zum Fernmeßgerät gelangt.

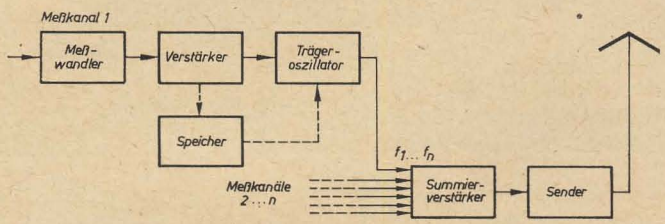


Bild 9: Schema einer Frequenzmultiplexanlage

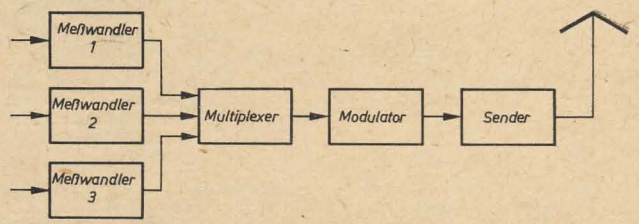


Bild 11: Schema der Zeitmultiplexübertragung

Meßwertspeicherung in Satelliten

Die Notwendigkeit zur Meßwertspeicherung in Satelliten ergibt sich durch die begrenzte Kapazität der Übertragungskanäle und weil sich Satelliten nur kurze Zeit im Sichtbereich einer Bodenstation befinden. Die Speicherung der Meßwerte erfolgt in digitaler oder codierter Form. Grundanforderungen an Satellitenspeicher sind hohe Speicherkapazität und hohe Übertragungsgeschwindigkeit während der Sendezeiten und die damit verbundene geringe Zugriffszeit [6]. Die Zugriffszeit des Speichers gibt an, wie schnell die durch die Steuer- oder Kommandoeinrichtung verlangten Informationen dem Fernmeßsender zur Verfügung gestellt werden können.
Bild 8 zeigt das Schema der Meßwertspeicher- und Übertragungsanlage für die kosmische Strahlung beim Satelliten

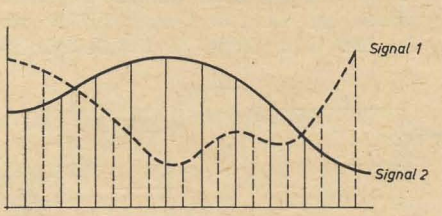


Bild 10: Prinzipielle Darstellung der Zeitschachtelung zweier Signale

„Explorer III" [7]. Der hierbei verwendete Magnetbandspeicher hatte eine Masse von 240 g und die Größe einer Streichholzschachtel. Das Magnetband war 4 mm breit und 25 μm dick. Die Aufzeichnungsgeschwindigkeit betrug 0,125 mm/s. Zeitmarken wurden mit einem Stimmgabelgenerator von 512 Hz erzeugt. Die Bandlänge betrug 90 cm, was einer Speicherkapazität von etwa zwei Betriebsstunden entsprach. Das Abspielen des Bandes erfolgte mit 19 cm/s, was eine Abspielzeit von 5 s ergibt. Das Band selbst bestand aus einer Phosphorbronzelegierung mit einer aufgedampften Kobaltschicht. Der Energiebedarf für die Bandbewegung betrug 20 mW, Aufnahme- und Wiedergabeverstärker benötigten je 5 mW. Die Rücklaufgeschwindigkeit wurde mit einer Wirbelstrombremse, bestehend aus einer sich in einem Magnetfeld bewegenden Silberscheibe, konstant gehalten.

Datenreduzierung in Satelliten

Ein wichtiges Problem der Satellitentelemetrie ist eine sinnvolle Reduzierung der zu übertragenden Informationen [6]. Eine Verringerung der Zahl der Meßaufgaben verbietet sich jedoch infolge des Kostenaufwandes eines Satellitenstarts.
Eine aussichtsreiche Möglichkeit, die allerdings den Einsatz von Datenverarbeitungsanlagen in Satelliten erfordert, ist die sog. Datenverdichtung. Hierfür bieten sich zwei Verfahren an:
1. Die Datenvernichtung: Hierbei werden bestimmte Gruppen von Einzelmeßwerten zu „übergeordneten Daten" zusammengefaßt und nur diese werden übertragen. Ein Beispiel hierfür ist der integrierende Teilchenzähler, bei dem nicht jedes Teilchen einzeln übertragen wird, sondern nur integrierte Werte.
2. Die Datenaufbereitung: Die anfallenden Meßdaten werden so aufbereitet, daß aus einigen zu übertragenden Daten der Gesamtumfang der primären Werte „am Boden" rekonstruiert werden kann.
Die erstgenannte Methode ist für die Zukunft die bedeutungsvollere.

Meßwertübertragung durch Multiplexverfahren

Die gleichzeitige Übertragung mehrerer voneinander unabhängiger Informationen erfolgt durch Frequenz- oder Zeitmultiplexverfahren oder auch kombinierte Verfahren.
Beim Frequenzmultiplex sind den einzelnen Meßwandlern separate Trägeroszillatoren zugeordnet, deren Frequenz von der Amplitude des Meßwertes moduliert wird. Die einzelnen Meßgrößen werden also in frequenzbenachbarte Kanäle umgesetzt, die dann auf ein breitbandiges Übertragungssystem – im Satelliten bestehend aus einem Summierverstärker und dem Sender – gegeben werden. Das Blockschaltbild hierzu zeigt Bild 9. Übertragungsbandbreite sowie Geräteaufwand im Satelliten steigen hierbei mit der Zahl der Meßwandler.
Beim Zeitmultiplex wird nicht die kontinuierliche Meßwertfunktion als „Geschlossenes" übertragen, sondern von dieser Funktion werden in bestimmten Zeitabständen nur Amplitudenproben entnommen. Es entsteht so eine amplitudenmodulierte Impulsfolge, deren Modulation dem Amplitudenverlauf des Meßwertes entspricht. Eine Mehrfachübertragung erfolgt durch eine zeitliche Ineinanderschachtelung mehrerer solcher Impulsfolgen (Bild 10). Um den Verlust von Einzelheiten des Meßwertes in den Impulspausen zu vermeiden, ist ein bestimmter Mindestwert der Pulsfrequenz erforderlich.
Bild 11 zeigt das Schema einer Zeitmultiplexanlage. In der Praxis werden die PAM-Signale durch die Übertragungseinrichtungen und das Übertragungsmedium stark verfälscht, weshalb man sie in codierte Signale umwandelt.
Bei der sog. Pulscodemodulation (PCM) wird jeder Amplitude der Meßgröße ein bestimmtes Codezeichen zugeordnet, wobei nur quantisierte Amplituden zugelassen werden, um nicht zu einer unendlichen Zahl von Codezeichen zu gelangen [10].
Für die Modulation der Senderschwingung können prinzipiell alle Modulationsarten verwendet werden, jedoch sind solche zu bevorzugen, die optimale Leistungsverhältnisse ergeben. Meist werden Doppelmodulationsverfahren angewendet, bei denen der Meßwert zunächst in eine niederfrequente Modulation umgewandelt wird, die dann den eigentlichen Träger moduliert [1].

Literatur

[1] Lange, H.: Bahnvermessungs- und Signalübertragungseinrichtungen für Satelliten, Teil II. Internationale Elektronische Rundschau 18 (1964), H. 10, S. 541–544
[2] Christiansen, H. M.: Raketen – Elektronik
[3] Clase, S., Schwarz, F.: Mariner II Instrumentation. electronics 14. Dez. 1962, S. 42–45
[4] Staritz, R. F.: Einführung in die Satellitenelektronik. Flugwelt (1962) H. 1 S. 43–60
[5] Krassowski, W. J.: Erforschung der oberen Atmosphäre mit Hilfe des 3. sowjetischen Sputnik. radio und fernsehen 8 (1959), H. 13, S. 398–401
[6] Ruhle, F.: Probleme bei der Durchführung astrophys. und astronom. Messungen mit Hilfe von Raumflugkörpern. Astronomie und Raumfahrt 1 (1963), H. 3/4, S. 111–127
[7] Ducrocq, A.: Sieg über den Raum. Rowohlt Verlag Hamburg, 1961
[8] Büdeler, W.: Ariel, der erste internationale künstliche Satellit. Weltraumfahrt 13 (1962), H. 4, S. 97–103
[9] Boden, C.: Die Pulsmodulation und ihre Anwendung in der Nachrichtentechnik. Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, Bd. 6. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde
[10] Frühauf, H., Wittig, R.: Hochfrequenztechnik. Lehrbrief für das Fernstudium an der TU Dresden. LB 3, S. 128
[11] Dimond, R. H.: Interplanetary Telemetering. Proc. IRE (1960), H. 4, S. 679–685

Ein Wobbler für die Fernsehbänder IV und V

Ing. LOTHAR BOHR
Dipl.-Ing. STEFFEN HAENEL
Mitteilung aus dem Fernsehsenderlabor des VEB Funkwerk Köpenick

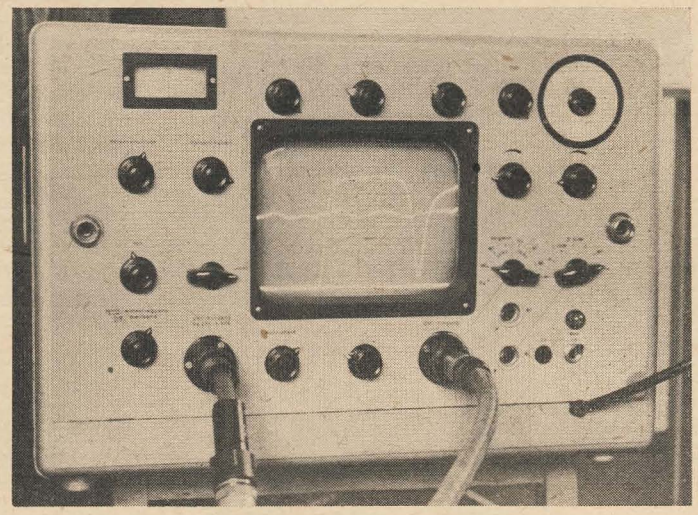


Bild 2
Wobbelmeßsender mit Sichtgerät

Einleitung

In der modernen Meßtechnik hat sich das Wobbelprinzip allgemein durchgesetzt. Die periodische Änderung einer elektrischen Größe, verbunden mit der synchronen Aufzeichnung des elektrischen Verhaltens eines Meßobjektes auf einem Oszilloskop bringt entscheidende Vorzüge gegenüber der Methode der punktweisen Kurvenaufnahme: Die Charakteristik des Meßobjektes wird lückenlos aufgezeichnet, und Veränderungen sind sofort sichtbar. Nachteilig sind der größere technische Aufwand und die Begrenzung der Wobbelgeschwindigkeit, die durch die Einschwingzeit des Meßobjektes bedingt ist.

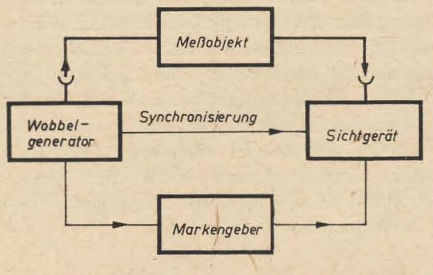


Bild 1: Aufbau einer Wobbelmeßeinrichtung

Bild 1 zeigt den Aufbau einer Wobbelmeßeinrichtung. Der Wobbelgenerator, der periodisch ein Frequenzband überstreicht, ist mit dem Meßobjekt verbunden, von dem die interessierende, frequenzabhängige Größe abgenommen und dem Sichtgerät (Oszilloskop) zugeführt wird. Durch eine Verbindung zwischen Wobbelgenerator und Sichtgerät wird der Wobbelvorgang mit dem Oszillogramm synchronisiert. Zur Auswertung des Oszillogramms sind meist Frequenzmarken erforderlich, die durch einen entsprechenden Geber aus dem Wobbelsignal erzeugt werden.

Für die umfangreichen Meßarbeiten, die sich bei der Entwicklung von Fernsehsendern im Band IV/V ergeben, wurde kurzfristig ein Wobbelmeßsender mit Sichtgerät in Laborausführung aufgebaut (Bild 2) und mit Erfolg eingesetzt. Mit dem Gerät sollten einerseits breitbandige Untersuchungen (vor allem Anpassungsmessungen mit Vorlaufkabel oder Anpassungsmeßbrücke über den gesamten Frequenzbereich 470 MHz · · · 790 MHz), andererseits Schmalbandmessungen (z. B. an Topfkreisen) durchgeführt werden.

Am Wobblerausgang waren ein Innenwiderstand von 60 Ω und eine über den gesamten Bereich konstante Urspannung von etwa 1 V_s vorgesehen.

Im vorliegenden Beitrag sollen die praktischen Erfahrungen und Untersuchungsergebnisse an den UHF-Einheiten des Gerätes dargelegt werden.

Allgemeiner Aufbau des Gerätes

Den allgemeinen Aufbau zeigt das Blockschaltbild (Bild 3). Von einem Wobbeloszillator (1) für den Frequenzbereich 470 MHz bis 790 MHz wird das Wobbelsignal über einen 60-Ω-Widerstand (2) an die Ausgangsbuchse (3) geführt. Der Oszillator kann netzfrequent breitbandig ($\Delta f = 320$ MHz) oder schmalbandig ($\Delta f \leqq 15$ MHz) gewobbelt werden. Eine Regelschaltung (4) beeinflußt die Anodenspannung des Wobbeloszillators in der Weise, daß am oszillatorseitigen Ende des 60-Ω-Widerstandes (2) die UHF-Spannung konstant bleibt. Der 60-Ω-Widerstand befindet sich in einem Kegeltrichter (s. Bild 10). Bezogen auf die Ausgangsbuchse wirkt diese Anordnung wie ein UHF-Generator mit konstanter Urspannung und frequenzunabhängigem Innenwiderstand (s. Bild 4). Über eine Meßdiode an der Ausgangsbuchse kann die vom Eingangswiderstand des Meßobjektes (5) (Bild 3) abhängige Ausgangsspannung angezeigt werden. Die Spannungen für den Antrieb der Wobbelsysteme und eine Austastspannung für den Wobbeloszillator werden aus der Netzspannung abgeleitet. Von der ausgetasteten Richtspannung, die dem Regelverstärker (4) als Meßgröße zugeführt wird und die bis auf einen geringen Regelfehler für alle Belastungszustände konstant ist, wird über einen geeichten Spannungsteiler (6) eine kontinuierlich veränderbare Vergleichsspannung gewonnen. Diese kann über einen 25-Hz-Umschalter (12) dem Sichtteil zugeführt werden und dient dort als Pegellinie zur direkten Dämpfungs- und Welligkeits-

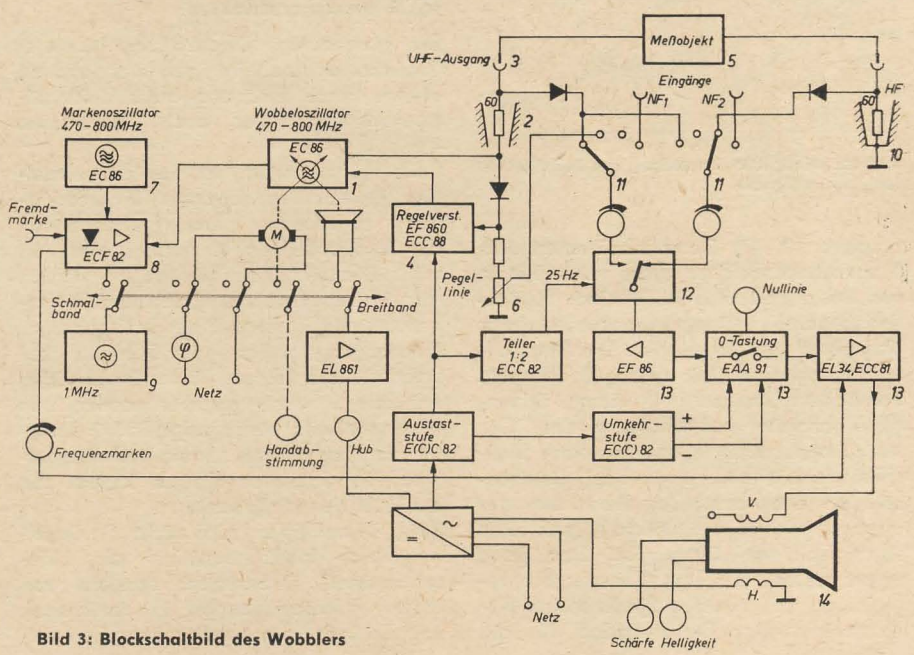


Bild 3: Blockschaltbild des Wobblers

messung. Der Spannungsteiler ist zu diesem Zweck in Dämpfungsmaß dB und Stehwellenverhältnis m geeicht.

Zur Orientierung auf der dargestellten Frequenzkurve dienen Frequenzmarken, die dem Sichtteil zugeführt und als Schwebungsmarken der Kurve addiert werden. Hierzu werden in einer Diodenmischschaltung (8) die Frequenz des Wobbeloszillators (1) und des Markenoszillators (7) überlagert. Man erhält ein Differenzfrequenzband, von dem für Breitbandwobblung nur die bei Frequenzgleichheit auftretende Schwebungsmarke ausgenützt wird. Bei Schmalbandwobblung wird das Differenzfrequenzband mit den Harmonischen eines 1-MHz-Oszillators (9) gemischt, wodurch zusätzliche Schwebungsmarken im Abstand von 1 MHz beiderseits der oben erwähnten Schwebungsmarke entstehen. Die Marken werden im NF-Verstärker des Sichtteiles (13) der Wobbelkurve überlagert. Für genaue Messungen steht ein Fremdmarkeneingang zur Verfügung. Den Eingang des Sichtteiles bilden zwei Meßstellenschalter (11), die periodisch mit 25 Hz auf den NF-Verstärker geschaltet werden können. Da die Horizontalablenkung mit 50 Hz (Sinusspannung) erfolgt, können auf diese Weise zwei Vorgänge zugleich geschrieben werden. Über die Meßstellenschalter werden wahlweise folgende Meßkurven erfaßt: Spannungskurven fremder Demodulatoren oder Gleichrichter (NF-Eingänge); Spannungskurve am Generatorausgang (3) und am Meßobjektausgang (hierzu dient ein im Gerät eingebauter reflexionsarmer Gleichrichterkopf (10); Pegellinien des geeichten Spannungsteilers (6). Mit den Pegellinien wird gleichzeitig der Frequenzgang der Generatorurspannung überprüft. Die Meßkurven werden auf einem Fernsehbildschirm (14) angezeigt.

Spezielle Probleme der UHF-Bauteile

UHF-Oszillator

Das Frequenzband 470 MHz bis 790 MHz wird mit der Spanngittertriode EC 86 in Colpittsschaltung erzeugt, wobei das Gitter galvanisch auf Masse liegt (Bild 6). Die Gesamtschaltung ist aus Bild 5 zu entnehmen. Die Induktivität L_a (Bild 6) wird durch eine kapazitiv abgeschlossene Koaxialleitung dargestellt. Den Abschluß der Leitung bildet ein als Drehko ausgebildeter symmetrischer Abstimmkondensator, der gleichzeitig zum Wobbeln herangezogen wird (Bild 7). Die Gittervorspannung entsteht über den Katodenwiderstand R_k (Bild 5). Anoden-, Katoden- und Heizstromzuführungen sind verdrosselt. Die Triode wird in einer Spezialfassung mit verschraubbarer Abschirmkappe gehalten. Im Breitbandbetrieb ist das Wobbelband stark unlinear, was auf den Halbkreisplattenschnitt zurückzuführen ist. Da bei Breitbanduntersuchungen selten symmetrische Kurvenformen zu beurteilen sind und zur Orientierung eine Frequenzmarke zur Verfügung steht, wurde auf eine Veränderung des Plattenschnittes verzichtet.

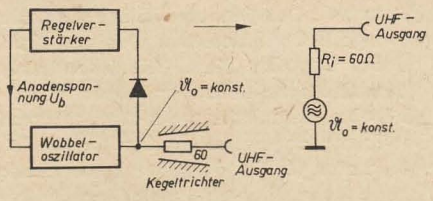


Bild 4: Regelschaltung und Ersatzschaltbild des UHF-Generators

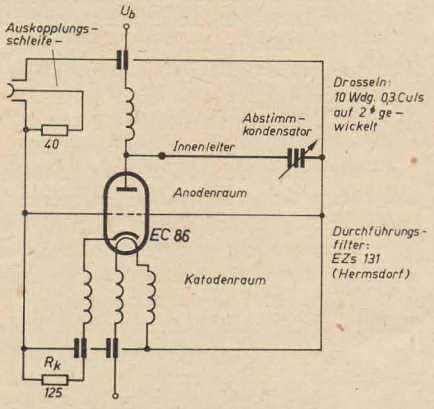


Bild 5: Schaltung des UHF-Oszillators

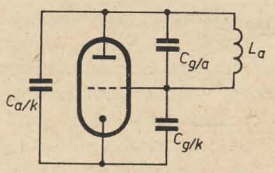


Bild 6: Generator in Colpittschaltung

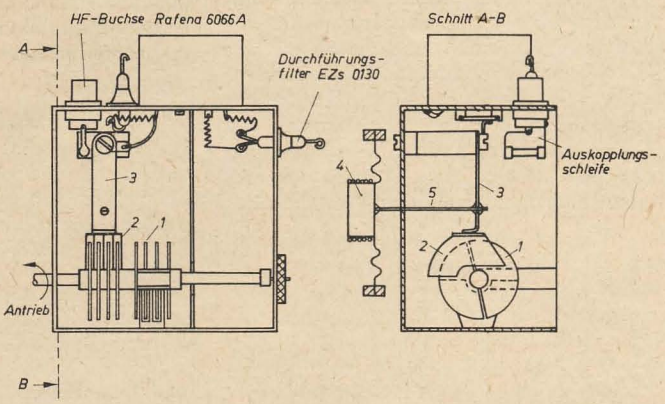


Bild 7: Aufbau des Wobbeloszillators

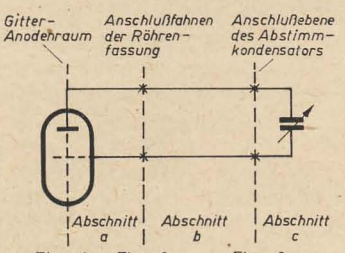


Bild 8: Bezugsebenen im Anodenraum des UHF-Oszillators

Eine näherungsweise Berechnung der Koaxleitung mit Abstimmkondensator wurde nach folgenden Gesichtspunkten durchgeführt: Die in den Gitter-Anoden-Raum der Röhre (Ebene 1, Bild 8) transformierte Induktivität L_a (vergl. Bild 6) wird durch die Leitungsverbindungen im Röhrenfuß und in der Fassung (Abschnitt a, Bild 8), durch die eigentliche Leitung (Abschnitt b, Bild 8) und durch den Abstimmkondensator (Abschnitt c, Bild 8) bestimmt. Eine Frequenzvariation in einem bestimmten Frequenzbereich erfordert in Ebene 1 eine gewisse Variation der eintransformierten Induktanz, wobei diese für steigende Frequenz im Betrag verringert werden muß. In Ebene 2 befinden sich die Anschlußfahnen der Röhrenfassung. Hier sind für den gleichen Frequenzbereich auf Grund der Transformationseigenschaften des Leitungsabschnittes a andere Induktivitäts-, gegebenenfalls sogar Kapazitätswerte anzusetzen. Die weitere Transformation über den Abschnitt b führt dazu, daß in Ebene 3 die Variation einer Kapazität, also eine konstruktiv notwendige C-Abstimmung, möglich ist.

Der Reaktanzverlauf in Ebene 2 (Anschlußfahnen) bildet die Grundlage für die Berechnung der Abschnitte b (Koaxleitung) und c (Drehko). Verschiedene Firmen geben den Reaktanzverlauf an [1].

Da für den verwendeten Röhrentyp (EC 86) die Kurven nicht vorlagen, wurden sie durch eigene Messungen ermittelt. Es ergab sich die im Bild 9 dargestellte Kurve.

Zur Dimensionierung der Koaxleitung wurde zunächst eine bestimmte Endkapazität des Abstimmkondensators vorgegeben und danach der Wellenwiderstand und die kürzest mögliche Länge so berechnet, daß in Ebene 2 die für die tiefste Frequenz erforderliche Induktanz (+ j 45 Ω für 450 MHz, vergl. Bild 9) erreicht wurde. Für die obere Frequenzgrenze wurde untersucht, ob sich mit gleicher Leitung und gleichem Abstimmkondensator der erforderliche minimale Wert der Anfangskapazität realisieren ließ. Nach dem Ergebnis des letzteren Rechnungsschrittes wurden die Werte des Abstimmkondensators und der Leitung korrigiert. Am fertigen Oszillator konnte durch Änderung der Länge oder des Wellenwiderstandes der Leitung in geringem Umfang der Frequenzbereich verschoben werden.

Wobbelprobleme

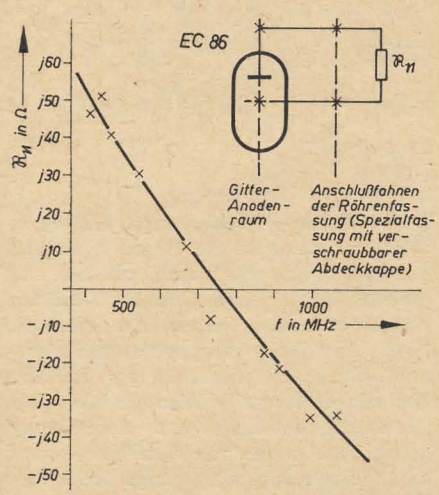
Für den Einsatz im UHF-Bereich scheiden Magnetvariometer wegen der hohen Verluste der verfügbaren HF-Werkstoffe aus. Zur Breitbandwobblung wurde daher der Abstimmkondensator herangezogen. Er wurde als schleifkontaktloser Doppel-

drehko ausgebildet (Bild 7), dessen Rotor (1) durch einen selbstanlaufenden Synchronmotor angetrieben wird. Eine phasenstarre Synchronisation mit der Netzfrequenz erreichten wir dabei durch zwei kleine Manipermmagnete, die in den Rotor des Motors eingeklebt wurden. Ein ruhiger Lauf der Anordnung wurde durch um 180° versetzte Hälften des Drehkorotors erreicht. Die Lagerung erfolgte mit 1 mm starken Stahlzapfen in Hartgewebe mit Ölschmierung und hat sich seit zwei Jahren gut bewährt.

Schmalbandwobblung ist mit Reaktanzstufen oder Kapazitätsdioden möglich. Der Anwendungsbereich von Reaktanzstufen erstreckt sich jedoch nur bis etwa 30 MHz. Die Kapazitätsdiode wird zur Frequenznachregelung in UHF-Tunern eingesetzt und wäre grundsätzlich für Schmalbandwobblung anwendbar. Da aber in unserem Fall bei 470 MHz bereits ein Frequenzhub von 15 MHz gefordert wurde, war eine feste Ankopplung der Diode notwendig, die bei den hohen Frequenzen den Oszillator zu stark bedämpfte. Bei Versuchen wurden bei 800 MHz nur Frequenzhübe von max. 3 MHz erzielt. Dabei war die Diode BA 101 kapazitiv an die Anode gekoppelt.

Es wurde daraufhin die mechanische Schmalbandwobblung untersucht. Ein kleiner Plattenkondensator ($\Delta C \approx 1$ pF) wurde parallel zum Drehko angekoppelt, ein zweiter an den Anodenanschlüssen der Oszillatorröhre. Beide Kondensatoren wurden über eine gemeinsame Schubstange im Plattenabstand gewobbelt.

Die Verwendung zweier Wobbelkondensatoren in den angegebenen Lagen war notwendig, da beim Durchstimmen ein Spannungsknoten entlang der Koaxleitung läuft. Er setzt an den Grenzen des Frequenzbereiches die Wirkung jeweils eines



Wobbelkondensators stark herab. Mit der beschriebenen Anordnung wurde über den gesamten Frequenzbereich der Hub von 15 MHz gut erreicht. Jedoch war die Frequenzlinearität der Anordnung sehr ungünstig, weil die Kapazitätsänderung des Wobbelkondensators umgekehrt proportional der Abstandsänderung folgt. Außerdem ergaben sich durch die Ankopplung der Wobbelkondensatoren, die mit ihren Zuleitungen selbst Reaktanzleitungen darstellen, zwei Störstellen. Sie waren auf Oszillatoroberwellen zurückzuführen. Da sich diese Störstellen nicht ganz beseitigen ließen, mußte ein grundsätzlich anderes Prinzip der mechanischen Wobblung angewandt werden (s. Bild 7).

Ein Stator (2) ist an dem als federnde Zunge ausgebildeten Innenleiter (3) befestigt und zusammen mit diesem auf 50 Hz mechanische Resonanz abgestimmt. Bei Schmalbandwobblung wird dieser Schwinger von einem Lautsprechersystem, dessen Membrane entfernt wurde (4), über eine isolierende Schubstange (5) erregt. Dabei ergibt sich eine gute Frequenzlinearität, denn der Stator (2) schwingt in einer Ebene senkrecht zur Drehkoachse, so daß die wirksame Fläche des Abstimmkondensators periodisch verändert wird. An den Rotor (1) wird bei Schmalbandwobblung zur Einstellung der Mittenfrequenz von Hand ein mechanischer Reibradantrieb angekoppelt.

Nimmt man für den Nutzhub von 320 MHz eine Auslenkung von 8 mm an, so entspricht eine Erschütterung von $^1/_{1000}$ mm bereits einem Störhub von 40 kHz. Da bei dem vorliegenden Gerät im ungünstigsten Fall für 15 MHz ein mechanischer Hub von 3 mm erforderlich ist, tritt Störhub nicht in Erscheinung.

Nach Fertigstellung des Gerätes wurden Untersuchungen mit einem genau ausgewuchteten Rotationsschwinger nach dem Prinzip der Uhrenunruhe als Wobbelantrieb durchgeführt. Dieser Antrieb läßt sich kontinuierlich von 5 bis 320 MHz Frequenzhub einstellen. Die Erschütterungsempfindlichkeit ist gering.

EMK-Kopf

Wie bereits erwähnt, sind für einen Breitbandwobbler ein definierter Ausgangswiderstand und eine konstante Urspannung über den gesamten Bereich erforderlich. Zu diesem Zweck wurden (s. Bild 10) am Wobblerausgang der 60-Ω-Widerstand (1) in einem Kegeltrichter, die Ausgangsbuchse (2) und zwei Meßdioden (3) zu einem „EMK-Kopf" als Bauteil vereinigt.

Technische Daten

Sendeteil	
Frequenzbereich:	470 MHz ··· 800 MHz
Wobbelhub:	Breitband: 330 MHz Schmalband: 1 MHz ··· 15 MHz einstellbar
Ausgangsspannung:	0,5 V_{eff} an 60 Ω Abschluß
Frequenzgang der Ausgangsspannung:	= +/— 2% bez. auf Bandmitte
Frequenzmarken:	Breitbandwobblung: Einzelmarke einstellbar, Genauigkeit +/— 2% Schmalbandwobblung: Um die Einzelmarke weitere Marken im Abstand von jeweils 1 MHz, Genauigkeit besser als $1 \cdot 10^{-4}$
Fremdfrequenzmarkeneingang:	Eingangswiderstand: 60 Ω Eingangsspannung: 0,5 V ··· 5 V
Sichtteil	
Empfindlichkeit:	2 mV/cm
Eingangswiderstand:	≈ 500 kΩ parallel 50 pF
Frequenzgang:	3 Hz ··· 5 kHz
Nullinie:	durch Tastung feststehend
Zweikanalbetrieb:	durch Umschaltung zweier Eingangssignale mit 25 Hz

Bild 9: Reaktanzverlauf an den Anschlußfahnen der Röhrenfassung

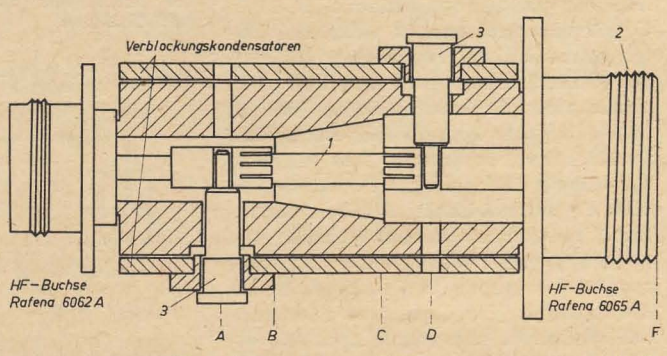


Bild 10: EMK-Kopf

Der wirksame Innenwiderstand des UHF-Generators baut sich von der Ebene A aus auf. Auf Grund des Regelprinzips ist der Innenwiderstand annähernd gleich Null in Ebene A. Vom geforderten Wert 60 Ω in Ebene D tritt jedoch eine Abweichung auf, die auf drei Ursachen zurückzuführen ist:

1. In Ebene A wird auf Grund des verbleibenden Regelfehlers nicht genau Innenwiderstand Null erreicht, wodurch die Spannung in Ebene A etwas belastungsabhängig wird.
2. Am Fußpunkt des Schichtwiderstandes, Ebene B, erscheint über das Leitungsstück AB eine Induktivität, die mit dem Widerstand 1 in Serie liegt.
3. Zwischen B und C folgt der Außenleiter nicht dem genaueren Exponentialverlauf, um einen zu starken kapazitiven Nebenschluß für den Generator zu vermeiden. Eine Abweichung des Generatorinnenwiderstandes, d. h. ein nicht vollständig reflexionsfreier Generatorausgang, verfälscht die Messung jedoch nur bei starker Fehlanpassung des Meßobjektes.

Auskopplung der UHF-Energie am Oszillator

Zur Auskopplung der UHF-Spannung von etwa 1 V_{eff} für den Eingang des EMK-Kopfes ist für die tiefen Frequenzen eine Auskoppelschleife von etwa 1 cm² notwendig. Für die hohen Frequenzen ist die Lage und Größe der Schleife nicht kri-

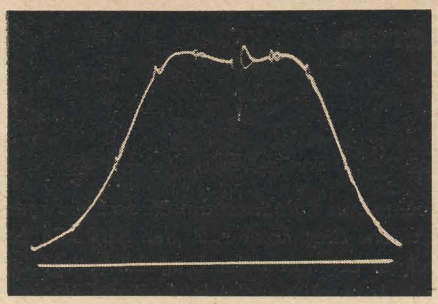


Bild 11: Durchlaßkurve eines aus Leitungskreisen aufgebauten Zweikreisbandfilters mit einer Resonanzfrequenz von 720 MHz

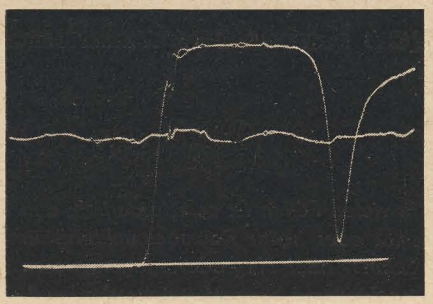


Bild 12: Dämpfungscharakteristik eines Einseitenbandfilters für das Band IV/V

tisch. An der oberen Bereichsgrenze muß die Röhre mit der höchsten zulässigen Verlustleistung betrieben werden, um die angegebene UHF-Spannung auskoppeln zu können.

Bei Leerlauf an der Ausgangsbuchse (Bild 10, Ebene F) liegt an der Regeldiode (Ebene A) ebenfalls nahezu Leerlauf. Über das Verbindungskabel zwischen EMK-Kopf und Oszillator von etwa 20 cm Länge transformierte sich jedoch der Leerlauf von Ebene A als Kurzschluß auf die Auskoppelschleife (Bild 5). Da die Länge des Kabels aus konstruktiven Gründen nicht verringert werden konnte, wurde die Schleife über einen Entkopplungswiderstand (40 Ω) mit Masse verbunden (vergl. Bild 5).

Meßbeispiele

Das Oszillogramm im Bild 11 zeigt die Durchlaßkurve eines aus Leitungskreisen aufgebauten Zweikreisbandfilters mit einer Resonanzfrequenz von 720 MHz. Anhand der 1-MHz-Marken läßt sich die Bandbreite zu etwa 5 MHz ermitteln. Für genauere Messungen wird die Pegellinie zur Ermittlung des Amplitudenwertes 0,7 bzw. — 3 dB eingeblendet.

Das Oszillogramm im Bild 12 zeigt die Dämpfungscharakteristik eines Einseitenbandfilters für das Band IV/V. Die große Frequenzmarke kennzeichnet die Frequenz des Bildträgers. Der Dämpfungspol 5,5 MHz oberhalb des Bildträgers sperrt den Tonträger. Die zweite Kurve stellt die Ausgangsspannung des Wobblers dar. Mit Hilfe eines Vorlaufkabels, das zwischen Wobbelsender und Meßobjekt geschaltet wird, dient sie der Ermittlung der Anpassung des Meßobjektes. Das Meßobjekt wird nach geringster Welligkeit dieser Kurve abgeglichen. Im vorliegenden Fall wurde m = 1,05 erreicht, was durch Messung mit einer Anpassungsmeßbrücke bestätigt wurde.

Literatur

[1] PC 88 im UHF-Bereich. Valvo Technische Information Nr. 2, März 1961

[2] Schwingkreise für Band IV/V. Radioschau 37 (1961), H. 9, S. 345–360

[3] UHF-Tuner mit Halbleiter-Bauelementen. Funktechnik 17 (1962), H. 4, S. 102–105

[4] Bornträger, G.: UHF-Wobbler mit passivem Markengeber. Funktechnik 15 (1960), H. 18

[5] Grundig-UHF-Tuner. Funktechnik 15 (1960), H. 19, S. 684

[6] Magnetische Nachstimmautomatik. Funktechnik 15 (1960), H. 22

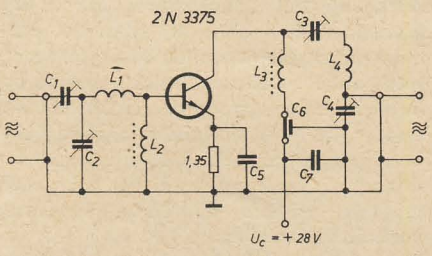
[7] Otten, W.: Ein UHF-Kanalwähler. Funktechnik 15 (1960), H. 1, S. 10–11

[8] Taeger, W.: Einiges über UHF. radio und fernsehen 9 (1960), H. 14, S. 443

Transistoren nach dem Overlay-Prinzip

A. TEWES

Bei einem Transistor nach dem Overlay-Prinzip handelt es sich um einen Typ mit besonderer Ausführungsform des Emitters. Diese Elektrode ist hierbei ein sehr kleines Siliziummosaik aus 156 einzelnen „Ultraminiatur-Emittern" von mikroskopischer Kleinheit. Diese winzig kleinen Einzelemitter sind untereinander durch ein mittels Fotoätztechnik aufgebrachtes, darüber gelegtes Gitter parallel geschaltet. Mit dieser Bauweise wird ein wesentlich günstigeres Peripherie/Emitterfläche-Verhältnis gegenüber älteren Bauweisen erzielt. Vor allem ergibt das neue Prinzip eine für das HF-Verhalten entscheidende Verbesserung der inneren Transistorparameter. Die Verbindung vom Emitter zur Basis macht sowohl von metallischen als auch halbleitenden Bezirken Gebrauch, so daß sich eine gleichmäßige Stromausbreitung einstellt. Nicht nur der Basis-Ausbreitungswiderstand, sondern auch die das HF-Verhalten begrenzende Emitterkapazität werden durch diese Struktur so stark vermindert, daß sich eine große Überlegenheit gegenüber allen anderen Bauweisen (soweit sie bis jetzt bekannt sind) ergibt. Bei einem Typ (RCA-Transistor 2 N 3375, Silizium-Planar-npn-Typ), der mit $U_{CE} = 28$ V, $I_C = 250$ mA bei einer Meßfrequenz von f = 400 MHz betrieben wurde, wurde ein Basis-Ausbreitungswiderstand von nur 10 Ω gemessen.



Prinzipieller Aufbau eines VHF-Leistungsverstärkers mit dem Overlay-Transistor 2 N 3375

Der Anschluß des aus den 156 Einzelstückchen zusammengesetzten Emitters erfolgt mit Hilfe eines Aluminiumgitters, das im Ultraschallverfahren mit dem Overlay-Gitter verbunden wird. Diese Verbindung ist sehr wichtig für das Verhalten des Transistors bei höheren Temperaturen. Der Transistor ist in „Bolzen"-Bauweise mit drei starren Anschlußstiften hergestellt. Alle drei Elektroden sind vom Gehäuse elektrisch isoliert. Zwischen Kollektor und Bolzen isoliert eine Keramik hoher thermischer Leitfähigkeit (15 °C/W). Die Kapazität Kollektor/Gehäuse ist nur 6 pF.

Die wichtigsten Daten des diffundierten npn-Silizium-Planar-Transistors 2 N 3375 sind in der folgenden Tabelle zusammengestellt:

Kollektorstrom
max. 1,5 A
Kollektor-Basis-Spannung
max. 65 V (bei $U_{BE} = -1{,}5$ V)
Kollektor-Emitter-Spannung
max. 40 V (bei offener Basis)
Verlustleistung
max. ≈ 12 W
Temperatur des Übergangs
max. 200 °C
Ausgangsleistung als neutralisierter C-Verstärker
7,5 W (bei 100 MHz)
3,0 W (bei 400 MHz)
Oszillatorleistung bei 500 MHz
2,5 W
Gewinn-Bandbreiten-Produkt
500 MHz

Der Transistor ist in der Lage, auch noch bei der Frequenz 1 GHz eine Leistung von 1 W abzugeben. Im Bild ist eine Versuchsschaltung zur Bestimmung der Verstärkung des npn-Silizium-Planar-Transistors 2 N 3375 für die beiden Frequenzen 100 und 260 MHz angegeben. Die Dimensionierung der Bauteile dafür geht aus der folgenden Tabelle hervor:

f	100 MHz	260 MHz
$C_1 = C_2$	7···100 pF	2···40 pF
$C_3 = C_4$	4··· 40 pF	4···40 pF
C_5	330 pF	50 pF (beide Keramik)
C_6	1500 pF	1500 pF (beide Keramik)
C_7	5 nF	5 nF (beide Keramik)
L_1	3 Wdg. 6 mm ∅, 8 mm lang	1 Wdg. 6 mm ∅, 3 mm lang
L_2	Z = 750 Ω (m. Ferrit)	Z = 450 Ω (m. Ferrit)
L_3	24 µH	0,47 µH
L_4	5 Wdg. 8 mm ∅, 11 mm lang	2 Wdg. 10 mm ∅, 11 mm lang

Beim Aufbau der HF-Verstärkerschaltung ist besonderes Augenmerk auf die HF-Spulen und auf Nebenschlußkapazitäten zu lenken. Beim Erproben dieser und anderer Schaltungen mit dem Transistor 2 N 3375 muß unbedingt eine Begrenzung der Gleichstromentnahme aus der Batterie bzw. dem Netzgerät durch Ultraflinksicherungen oder Reedrelais vorgesehen werden. Weiterhin ist die Kollektorspannung bei Versuchen im UHF-Bereich konstant zu halten. Ihre Änderung verändert die Übergangskapazitäten, was naturgemäß zu Verstimmungen führt. Die HF-Eingangsenergie darf erst zugeführt werden, wenn die Kollektorspannung eingeschaltet ist. Die negative Basisvorspannung darf 4 V nicht überschreiten.

Tageslichtbetrachtung von Katodenstrahlbildröhren

WERNER OTTO

In vielen Fällen ist es erforderlich, den Bildschirm von Katodenstrahlröhren bei Tageslicht oder heller Raumbeleuchtung zu betrachten. Dies kann z. B. der Fall sein bei Schiffs- oder Flugradaranlagen, deren Bildschirm bei normalem Umgebungslicht betrachtet und ausgewertet werden muß. Auch in Laborräumen besteht oft die Notwendigkeit, Meßgeräte mit Katodenstrahlröhren bei normaler Raumbeleuchtung zu benutzen. Der nachfolgende Beitrag beschreibt einige Methoden der Beobachtung von Katodenstrahlröhren bei unterschiedlicher Umgebungshelligkeit.

Allgemeine Methoden

Im allgemeinen ist es üblich, einen Einblicktubus zu verwenden. Das geschieht meist in Form eines innen geschwärzten zylindrischen Rohres, das so vor den Bildschirm gesetzt wird, daß die Rohrachse mit der „Normalen" des Bildschirmes zusammenfällt. Dadurch wird zwar ein seitlicher Lichteinfall vermieden, jedoch ergeben sich störende Reflexionen durch

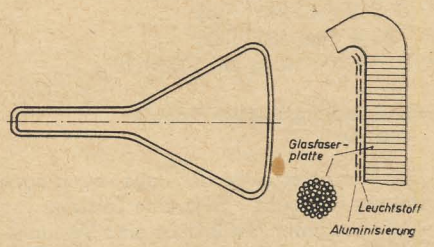


Bild 1: Schnittdarstellung eines Bildröhrenkolbens mit Glasfaserplatte zur Erhöhung des Kontrastes der Bildwiedergabe

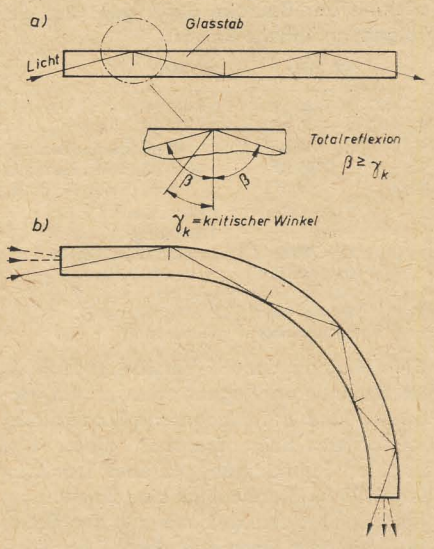


Bild 2: Prinzip der Lichtführung durch Totalreflexion in Glasstäben, a) gerader Stab, b) gekrümmter Stab

das hell erleuchtete Gesicht des Betrachters, das sich auf der Glasoberfläche der Bildröhre spiegelt.

Eine völlige Abschirmung des umgebenden Lichtes und damit eine ungestörte Betrachtung des Bildschirmes ist mit den bisher üblichen Methoden nur möglich, wenn man entweder das gesamte Gerät einschließlich Betrachter mit einem großen lichtdichten Schirm umgibt oder den Einblicktubus mit einer Weichgummimanschette versieht.

Bei beiden Methoden erkauft man den Vorteil der ungestörten Betrachtung des Bildschirmes mit einer Reihe von Nachteilen. So ist z. B. der Platzbedarf bei beiden Verfahren erheblich, da ja der Mindest-Augenabstand vom Bildschirm eingehalten werden muß. Bei Roll- und Stampfbewegungen eines Schiffes ist es schwierig, den Kopf im Einblicktubus still zu halten. Entfernt man den Kopf etwas vom Tubus, so ergeben sich die erwähnten störenden Reflexionen durch das hell erleuchtete Gesicht des Betrachters. Ein weiterer Nachteil ist, daß stets nur eine Person den Bildschirm betrachten kann und dadurch Diskussionen über Einzelheiten des Bildes erschwert werden.

Eine andere Möglichkeit, die jedoch keine völlige Unterdrückung der störenden Reflexionen ergibt, besteht darin, vor dem Bildschirm ein Graufilter anzuordnen. Dadurch wird das einfallende Umgebungslicht stark gedämpft. Nachteilig ist dabei, daß durch die Dämpfung des Filters eine Verminderung der Bildhelligkeit eintritt, ein Mangel, der sich besonders bei Rundsicht-Radargeräten störend bemerkbar macht, da hierbei die Helligkeit des nachleuchtenden Radarbildes ohnehin relativ gering ist. Anstelle von Graufiltern können auch Farbfilter verwendet werden, deren Farbe mit der des Leuchtschirmes übereinstimmt. Hierbei ergibt sich für das Radarbild eine relativ geringe Dämpfung, aber ebenfalls keine wirksame Unterdrückung der störenden Lichtreflexe.

Totalreflexion

Eine wirksamere Methode zur Unterdrückung des störenden Einflusses des Umgebungslichtes besteht darin, die effektive Helligkeit des Bildschirmes zu erhöhen. Hierbei sind jedoch in Hinsicht auf die Fluoreszenzschicht der Bildröhren technisch-physikalische Grenzen gesetzt, so daß nach einem anderen Weg gesucht werden mußte. Man fand ihn in Form von Glasfaserplatten, die als Bildschirm in die Bildröhre eingesetzt werden (Bild 1).

Diesen Glasfaserplatten liegt das optische Gesetz der Totalreflexion an Grenzflächen von optisch dichterem zu optisch dünnerem Medium zugrunde. Tritt z. B. ein Lichtstrahl in einen im Bild 2 dargestellten Glasstab so ein, daß er die Grenzfläche Glas–Luft unter einem Winkel trifft, der gleich oder größer als der kritische Winkel ist, so wird der Lichtstrahl total reflektiert, und es tritt keinerlei Licht aus den Seitenwänden des Glasstabes heraus. Durch fortlaufende Totalreflexion innerhalb des Glasstabes gelangt das Licht ohne Verluste bis an das andere Ende des Glasstabes, wo es dann austritt, da hier der kritische Winkel zur Normalen der Grenzfläche unterschritten wird.

Auf Grund der Totalreflexion ist es z. B. auch möglich, Licht in gekrümmten Glasstäben zu leiten, wenn der kritische Winkel nicht unterschritten wird.

Eine Glasfaserplatte besteht aus einer Vielzahl sehr dünner Glasfasern, d. h. parallel liegender Glasstäbchen, deren Länge der Dicke der Faserplatte entspricht. Bringt man auf die eine Seite der Platte die Leuchtschicht der Elektronenstrahlröhre auf, so gelangt das Licht bei Anregung des Leuchtstoffes durch den Elektronenstrahl ohne die sonst bei üblichen Glaskolben unvermeidliche Streuung nach außen. Dadurch ergibt sich eine erhebliche Verbesserung der Lichtausbeute, und es ist eine einwandfreie Tageslichtbetrachtung möglich. Aus fertigungstechnischen Gründen war es bisher noch nicht möglich, größere Bildröhren in dieser Technik herzustellen.

Die nachfolgend beschriebene Methode zur Vermeidung von Störungen durch hel-

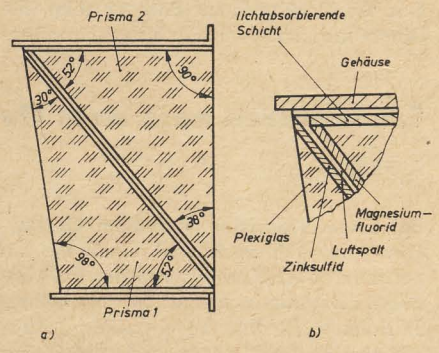


Bild 3: Schnittdarstellung der Prismenanordnung zur Vermeidung störender Lichtreflexe, a) gesamte Prismenanordnung, b) Teilausschnitt

les Umgebungslicht geht ebenfalls vom Prinzip der Totalreflexion an optischen Grenzflächen aus. Hierbei werden übliche Bildröhren verwendet, und die „Entstörung" wird durch Vorschalten von Spezialprismen vor den Leuchtschirm erreicht. Die Prismen sind dabei so angeordnet,

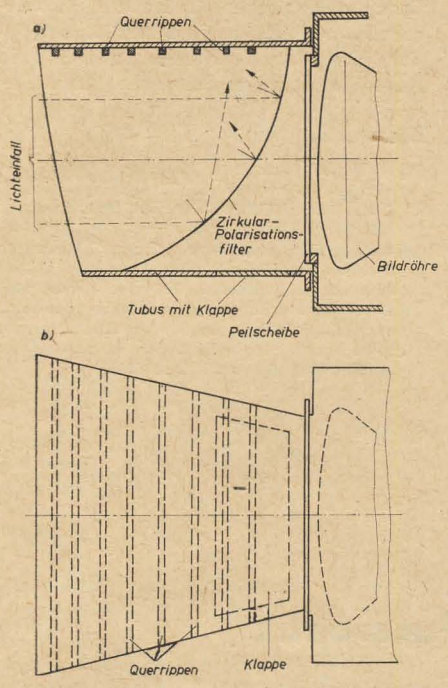


Bild 4: Anordnung zur Ausschaltung störender Lichtreflexe mit Hilfe eines Zirkular-Polarisationsfilters, a) Schnittdarstellung, b) Draufsicht

daß das von außen eindringende Umgebungslicht in eine lichtabsorbierende Schicht reflektiert wird. Das von der Bildröhre her kommende Licht gelangt dagegen nahezu ungedämpft nach außen zum Betrachter. Die Prismen befinden sich in einem Tubus, der vor der Bildröhre befestigt ist. Durch eine entsprechende Tubusausführung können mehrere Personen gleichzeitig den Bildschirm betrachten. Bild 3 zeigt eine Schnittdarstellung der Prismenanordnung zur Vermeidung störender Lichtreflexe.

Wie schon erwähnt, liegt dem Lichtschutzfilter das Prinzip der Totalreflexion zugrunde. Zu diesem Zweck sind zwei Prismen vor der Bildröhre so angeordnet, daß zwischen den gegenüberliegenden Grenzflächen der Prismen ein kleiner Luftspalt entsteht. Als Material für die Prismen wird wegen des relativ geringen spezifischen Gewichtes und der geringen Dämpfung vorzugsweise Plexiglas verwendet.

Die einander gegenüberliegenden Flächen der beiden Prismen sind, wie aus der vergrößerten Teildarstellung Bild 3b ersichtlich, mit optischen Medien überzogen, die für die Erreichung der erforderlichen kritischen Winkel notwendig sind. Das vordere Prisma 1 trägt daher eine dünne Schicht Zinksulfid und das dahinter liegende Prisma 2 eine Magnesiumfluorid-Schicht.

Die Stärke der Schichten auf den beiden Prismen-Innenflächen ist nicht kritisch, obgleich sich herausgestellt hat, daß die Schichtdicke einen merklichen Einfluß auf die Dämpfung des hindurchtretenden Lichtes ausübt. Um eine starke Dämpfung zu vermeiden, werden daher die Schichten im Vakuum aufgedampft, so daß sich ein homogener, äußerst dünner Film ergibt. Anstelle von Zinksulfid und Magnesiumfluorid können auch andere optische Medien verwendet werden, die die erforderlichen Brechungsindizes haben und die sich als dünner Film auftragen lassen.

Die untere Fläche von Prisma 1 sowie die obere Fläche von Prisma 2 und die Seitenflächen beider Prismen sind mit einer lichtabsorbierenden Schicht versehen, die eine Lichtreflexion an diesen Flächen ausschaltet. Als lichtabsorbierendes Medium kann z. B. schwarze Farbe verwendet werden. Bewährt hat sich eine Beimischung von 5% Knochenkohle als Pigment.

Durch die um 8° gegen die Vertikale nach vorn geneigte Frontfläche des Prismas 1 wird verhindert, daß Reflexionen von der Vorderfläche des Prismas, die z. B. durch das hell erleuchtete Gesicht des Betrachters hervorgerufen werden können, störend in Erscheinung treten. Durch die Neigung der Vorderfläche ergibt sich jedoch eine Brechung des aus dem Prisma austretenden Lichtes, so daß das virtuelle Bild des Bildschirmes etwas angehoben zu sein scheint.

Die beschriebene Prismenanordnung hat einige wesentliche Vorteile gegenüber den sonst üblichen Maßnahmen zur Abschirmung von störendem Umgebungslicht, jedoch eine völlige Ausschaltung von störenden Reflexionen ist auch hier nicht gegeben.

Polarisationsfilter

Bei einer anderen Methode zur Vermeidung störender Reflexionen verwendet man ein Zirkular-Polarisationsfilter in einem Tubus. Der prinzipielle Aufbau ist dem Bild 4 zu entnehmen. Das Filter ist in den Tubus so eingesetzt, daß alles von außen einfallende Licht auf die Innenfläche des Tubus reflektiert wird. Zu diesem Zweck bildet das Filter eine gekrümmte Fläche, die von außen gesehen konkav ist und deren Achse horizontal in der Nähe der oberen vorderen Kante des Tubus liegt. Für spezielle Anwendungszwecke ist es auch möglich, ein ebenes Filter zu verwenden.

Die Innenfläche des Tubus ist schwarz. Zur Erhöhung der Absorptionswirkung der Innenfläche sind eine Anzahl von Querrippen eingesetzt. Dadurch wird erreicht, daß selbst bei direktem Lichteinfall keine störenden Lichtreflexe von der Oberfläche des Filters zum Betrachter zurückgelangen. Das ist darauf zurückzuführen, daß einerseits alles in den Tubus einfallende Licht nach oben auf die lichtabsorbierende Innenfläche des Tubus reflektiert wird, andererseits jedoch nur Strahlen von dieser schwarzen Fläche nach außen dringen können, so daß helle Reflexionen nicht möglich sind.

Störende Reflexionen vom Glaskolben der Bildröhre oder von anderen Scheiben, die z. B. als Schutz-, Filter- oder Rasterscheiben vor dem Bildschirm angeordnet sein können, verhindert das Zirkular-Polarisationsfilter. Es bewirkt, daß das Licht, das von außen in den Tubus und durch das Filter hindurch auf eine der reflektierenden Scheiben gefallen ist und von dort unter Beibehaltung der durch das Filter bedingten Polarisationsrichtung zurückgeworfen wird, das Filter in umgekehrter Richtung nicht wieder passieren kann, so daß von außen keine Reflexionen sichtbar sind. Das nicht polarisierte Licht vom Bildschirm wird dagegen durch das Filter nur geringfügig gedämpft.

Anstelle des Zirkular-Polarisationsfilters ist es auch möglich, ein Linear-Polarisationsfilter mit nachfolgendem 45°-Polarisationsdreher mit nichtreziproken Eigenschaften zu verwenden. Das von außen einfallende Licht wird dadurch linear polarisiert. Die Polarisationsebene wird um 45° gedreht, und nach Reflexion an der Oberfläche der Bildröhre wird die Polarisationsebene nochmals um 45° gedreht. Infolge der 90°-Drehung gegen die Polarisationsebene des Filters ergibt sich eine Auslöschung. Das Bild der Bildröhre ist völlig klar zu sehen, und durch die Linear-Polarisation erfolgt nur eine geringfügige Dämpfung.

Das Zirkular-Polarisationsfilter besteht aus einer dünnen Folie transparenten Kunststoffes, auf der eine Linear-Polarisationsfolie zusammen mit einer Viertel-Wellen-Schicht zur Polarisationsdrehung aufgebracht sind. Die Dicke des gesamten Filters ist sehr gering, so daß die Filterfolie biegsam ist. Es besteht daher die Möglichkeit, bei Nichtgebrauch die Folie hochzuklappen und im Oberteil des Tubus mit einem Druckknopf zu befestigen.

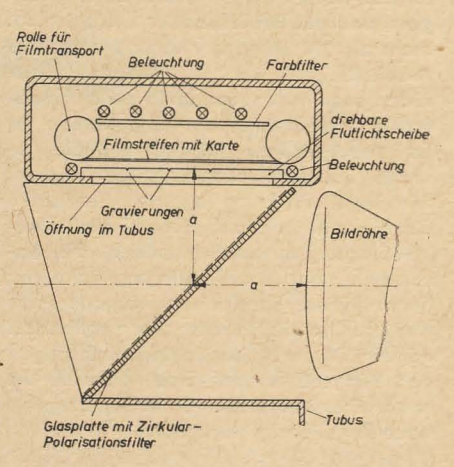


Bild 5: Anordnung für die störungsfreie Einblendung von Kartenbildern und Peilscheiben

Für spezielle Anwendungszwecke ist es erforderlich, ein ebenes Zirkular-Polarisationsfilter zu verwenden. Bild 5 zeigt eine Anordnung zur Überlagerung virtueller Bilder über das auf dem Bildschirm dargestellte Radarbild. In diesem Falle wird das Polarisationsfilter auf eine ebene Glasscheibe oder transparente Kunststoffplatte mit Hilfe eines optischen Klebers aufgebracht. Durch die Verbindung mit Hilfe des optischen Klebers ergeben sich keine Schwierigkeiten in bezug auf Doppelreflexionen an der Vorder- und Rück-

fläche der Platte. Da das Zirkular-Polarisationsfilter verhindert, daß Lichtstrahlen, die das Filter einmal durchquert haben, nach einer Reflexion das Filter zum zweitenmal in umgekehrter Richtung durchqueren können, ist es gleichgültig, ob das Filter auf der Vorder- oder Rückseite der Trägerplatte angeordnet wird. Damit ergibt sich gegenüber den sonst bei Kartenvergleichsgeräten verwendeten halbdurchlässigen Spiegeln der Vorteil, daß die Doppelreflexion an der zweiten Oberfläche nicht auftritt.

Die Filterplatte ist um 45° gegen die Normale des Bildschirmes geneigt. Reflexionen von Gegenständen im Oberteil des Tubus ergeben für den Betrachter virtuelle Bilder, die mit der Bildschirmebene zusammenfallen, wenn der Abstand des Gegenstandes von der Filterscheibe gleich dem des Bildschirmes ist. Dadurch erscheint das virtuelle Bild stets an der gleichen Stelle des Bildschirmes, auch wenn die Einblickrichtung geändert wird. Die sonst beim Vorschalten von Peilscheiben usw. unvermeidbaren Parallaxeneffekte werden ausgeschaltet.

Für die Einblendung von Winkelpeilmarken, Gradskalen usw., wie sie für Radargeräte zur Anwendung kommen, befindet sich in der oberen Öffnung des Tubus eine drehbare Peilscheibe, die als Flutlichtscheibe ausgebildet ist. Die Lampen sind seitlich so angeordnet, daß kein direktes Licht auf die Filterscheibe fällt und daß nur die eingravierten Markierungen aufleuchten, während die gesamte übrige Plattenfläche dunkel erscheint.

Dicht hinter dieser Peilscheibe befindet sich eine Karteneinblendungseinrichtung. Der Kartenfilmstreifen läuft über zwei Rollen, die von außen einstellbar sind, so daß jeder beliebige Ausschnitt der Karte eingestellt werden kann.

Durch die Aufzeichnung einer längeren Strecke des zu fahrenden Schiffskurses auf einem Filmstreifen sind die Karten besonders für Schiffsradaranlagen mit Absolutanzeige gut geeignet. Da hierbei die Festziele stehen bleiben und das eigene Schiff sich über den Bildschirm bewegt, kann auch das Bild der Vergleichskarte während der ganzen Zeit eines Überlaufzyklus unverändert stehen bleiben.

Durch ein zwischen Kartenfilm und Peilscheibe befindliches Farbfilter ist es möglich, das einzublendende Kartenbild in beliebiger Farbe erscheinen zu lassen.

Literatur

[1] Weiss, Ralph, A. E.: Unidirectional Light Transmitting System for C.R.T. Displays. United States Patent Office 3, 001, 015 Pat. Sept. 19, 1961

[2] Parker, Eric: Improvements in or relating to Cathode Ray Tube Display Apparatus. British Patent Specification 898, 770 vom 18. Nov. 1960

[3] Decca Record Company Lim.: Perfectionements aux dispositifs de restitution par tubes a rayons cathodiques. République Française Brevet D'Invention 1.275.582 vom 2. Dez. 1960

Wiedergabe von Fernsehbildern mit Hilfe der Faseroptik

Wie bekannt, ist die Dreistrahlbildröhre mit Schattenmaske sehr kompliziert und teuer. Die Kosten einer solchen Bildröhre (Lochmaskenröhre) betragen fast ein Drittel der Kosten eines Farbfernsehempfängers, und die Betriebsdauer beträgt nicht mehr als 500 Stunden und wird durch die Arbeitsfähigkeit der Katoden und Heizfäden bestimmt. Wenn auch nur ein Heizfaden durchbrennt oder eine Katode ihr Emissionsvermögen verliert, muß die gesamte Bildröhre ausgewechselt werden. Die Strahlenführung mit den Elementen für die statische und dynamische Übereinstimmung ist sehr kompliziert. Die Abstimmung der Strahlenführung kann nur durch einen Spezialisten vorgenommen werden. Die Bildröhre ist sehr empfindlich gegen äußere Magnetfelder, auch gegen das Magnetfeld der Erde. Deshalb ist nach einer „Umstellung" im Zimmer eine neue Regulierung notwendig.

Zur Erregung der Luminuphoren (Farbphosphoren) werden nur 15 bis 20% der aus den Katoden emittierten Elektronen ausgenutzt, die übrigen 80 bis 85% werden von der Maske verschluckt. Die Ablenkung beträgt bei den gegenwärtigen Dreistrahlbildröhren nicht mehr als 90°, was zu großen Abmessungen der Bildröhre und des Empfängers führt. Ungeachtet dieser Mängel fand die Lochmaskenröhre breite Anwendung im Farbfernsehen, und die Qualität der Farbfernsehbilder auf dem Bildschirm ist sehr gut. Der Wiedergabekontrast beträgt bis zu 1 : 60 und die Helligkeit 35 bis 40 cd/m². Die verwendeten Farbphosphore gestatten eine farbrichtige Wiedergabe.

Vergleich

Im nachfolgenden wird ein Projektions-Farbfernsehempfänger, der drei Bildröhren besitzt, mit einem Empfänger, der eine Dreistrahlfarbbildröhre besitzt, verglichen.

Im Projektionsempfänger werden einfache Bildröhren mit einem Strahlensystem verwendet, deren Kosten verhältnismäßig niedrig sind. Die Betriebsdauer einer Bildröhre wird mit 500 Stunden garantiert. Es ist unwahrscheinlich, daß gleich alle drei Bildröhren ausfallen, und bei Ausfall einer Bildröhre muß nur diese erneuert werden, während die anderen beiden weiterarbeiten. Die Kosten eines Bildröhrensatzes einschließlich der drei optischen Systeme, mit deren Hilfe die Bilder von den Bildschirmen auf die Bildwand projiziert werden, entsprechen etwa den Kosten einer Dreistrahlröhre. Da die optischen Systeme unbegrenzt arbeiten und nur die billigen Bildröhren von Zeit zu Zeit ausgewechselt werden, liegen die Betriebskosten eines Projektionsempfängers viel niedriger als die eines Empfängers mit Dreistrahlröhre. Der Wechsel eines Projektionskineskops ist einfacher als der einer Dreistrahlfarbbildröhre. Der elektrische Schaltungsaufwand ist im Projektionsempfänger wesentlich geringer als im Empfänger mit einer Dreistrahlröhre.

Der Projektionsempfänger besitzt jedoch einige Mängel. Infolge der parasitären Belichtungen des optischen Systems kann der Bildkontrast nicht höher sein als 1 : 40. Die Helligkeit bei Verwendung von „ungerichteten" Bildwänden beträgt nicht mehr als 25 bis 30 cd/m².

Aus den angeführten Vergleichen folgt, daß Projektionsempfänger bedeutend weniger Betriebsausgaben erfordern als Empfänger mit Dreistrahlbildröhren, jedoch um einiges in der Bildqualität nachstehen.

Faseroptik allgemein

Nachfolgend wird eine Methode beschrieben, die sich auf die Wiedergabe von Fernsehbildern mit Hilfe der Faseroptik bezieht. Fällt Licht auf die Stirnseite einer runden Glasfaser, so durchdringt es die Faser und tritt aus dem gegenüberliegenden Ende aus. Lichtstrahlen, die nicht rechtwinklig zur Stirnseite einfallen, treffen auf ihrem Wege die Seitenwände der Glasfaser und gelangen von ihnen mehrfach reflektiert ebenfalls zum gegenüberliegenden Ende. Die Gesetze der Strahlenoptik sind gültig für Fasern mit einem Durchmesser bis zu 5 μ. Bei geringerem Durchmesser beginnt der Einfluß der Diffraktion des Lichtes, d. h., ein Teil der Lichtstrahlen wird von seiner anfänglichen Richtung abgelenkt und durchdringt ungenutzt die Seitenwände.

Wenn man die Fasern aus schwerem Flintglas mit einem Brechungsfaktor von 1,75 bis 1,82 herstellt und Maßnahmen gegen die mit der Reflexion von den Faserwänden verbundenen Lichtverluste ergreift, erhält man lichtleitende Glasfäden mit einer Lichtdurchlässigkeit von 90% je Meter. Mit Hilfe einer Faser kann man eine Information übertragen, die in Form eines Lichtstrahles in die Stirnseite einfällt. Es ist jedoch nur möglich, eine Information über die Helligkeit nur eines Bildelementes weiterzuleiten.

Ein Fernsehbild besteht, entsprechend den sowjetischen Normen, ungefähr aus 400 000 Elementen. Um ein Fernsehbild zu übertragen, sind nicht weniger als 400 000 Glasfasern nötig. Wenn der Durchmesser der Stirnseite d kleiner ist als der der Ausgangsseite D, so vergrößert das Faserbündel das Fernsehbild, wobei der Vergrößerungsfaktor $K = D/d$ beträgt.

Faseroptik für Schwarz-Weiß-Bilder

Auf dem Projektionskineskop mit einem Durchmesser von 60 bis 100 mm erhält man ein Fernsehbild großer Leuchtdichte. Dieses Bild kann mit der im Bild 1 gezeigten Einrichtung vergrößert werden. Der optische Block 1 besteht aus konusförmigen Glasfasern, die außen mit einer Aluminiumschicht versehen sind. Die Fasern werden reihenweise verlegt – wie es Bild 1 b zeigt – und durch undurchsichtiges Glas miteinander verbunden.

Die Aluminiumschicht verringert die Lichtverluste und die gegenseitige Beeinflussung der Fasern. Die Ein- und Ausgangsseiten werden nach der mechanischen Bearbeitung sorgfältig poliert. Die Fasern müssen so angeordnet sein, daß die Reihenfolge an der Stirnseite der der Ausgangsseite entspricht. Zur Verkürzung des optischen Blocks werden die Fasern gebogen (Bild 1 c).

Die Lichtdurchlässigkeit des optischen Systems ist bei Verwendung von Fasern aus Flintglas sehr hoch und beträgt 80 bis 90% bei einer maximalen Faserlänge von 1 m.

Zu beachten ist, daß bei Linsenobjektiven das Licht nur zu 4 bis 5% und beim Schmidt-Spiegel-Linsen-Projektionsobjektiv nur zu 30% ausgenutzt wird. Kontrastverluste treten im optischen Block nicht auf, da die Helligkeitsinformation jedes Bildelementes durch lichtisolierte Fasern übertragen wird.

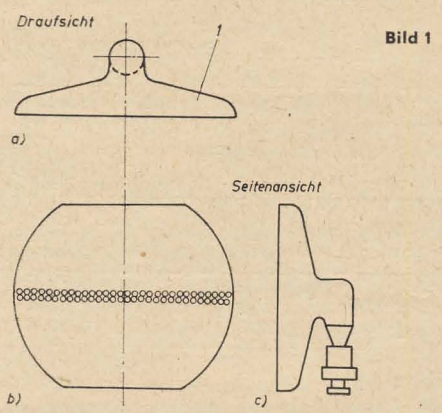


Bild 1

Der Kontrast der Bildwand wird nur durch den Bildkontrast des Projektionskineskops bestimmt. Wie aus Bild 1 ersichtlich, dient die polierte Ausgangsseite des optischen Blocks als Bildwand. Die polierte Eingangsseite wird mit dem ebenen Bildschirm des Projektionskineskops verbunden.

Die Helligkeitsinformationen der Elemente auf dem Bildschirm des Projektionskineskops werden durch die Fasern zur Bildwand übertragen. Wenn die Identitätsbedingung der Faseranordnung an der Ein- und Ausgangsseite erfüllt ist, erhält man auf der Bildwand ein vergrößertes Fernsehbild.

Faseroptik für Farbbilder

Die Wiedergabe von Farbfernsehbildern nach dem System der gleichzeitigen Farbübertragung geschieht wie folgt: Auf den Bildschirmen der drei Projektionskineskope erhält man den drei Komponenten Rot, Grün und Blau entsprechende Fernsehbilder. Die Summierung der Bilder der Primärfarben erfolgt mit Hilfe eines speziellen optischen Blocks, der gleichzeitig die Abbildung vergrößert.

Der optische Block besteht, wie auch im ersten Fall, aus einer großen Anzahl konusförmiger Glasfasern, deren Außenwände mit Aluminium bedeckt sind. Die Fasern werden in Reihen verlegt, etwa 600 Fasern in jeder Reihe. Im Bild 2 ist ersichtlich, daß die Reihen der Faserenden für die Übertragung der roten und blauen Teilbilder bezüglich der Mittellinie verschoben sind. Entlang der Mittellinie befindet sich die Reihe der Faserenden zur Übertragung des grünen Lichtstromes.

Damit das Auflösungsvermögen des optischen Blocks bei 625 Zeilen ausreichend ist, muß die Anzahl der Fasern ungefähr 1,2 Millionen betragen.

Die drei Projektionskineskope werden mit ihren ebenen farbigen Bildschirmen an den dünnen Stirnseiten des optischen Blocks befestigt.

Die Rastermaße auf den drei Bildschirmen sowie die linearen und geometrischen Verzerrungen müssen gleich sein. Wenn man die Lage der Raster bezüglich der Bildschirme reguliert, kann man die drei Farbbilder auf der Bildwand vereinigen, und es treten keine zusätzlichen Rasterverzerrungen auf.

Bei Abmessungen der Bildwand von 64 × 48 cm ist die längste Faser nicht mehr als 1 m, und die Fläche der mit undurchsichtigem Glas ausgefüllten Zwischenräume beträgt nicht mehr als 5% der Bildwand. Die Lichtdurchlässigkeit des optischen Blocks beträgt dabei 80 bis 85%, und die Leuchtdichte beträgt 60 cd/m². Sie ist also bedeutend höher als die Leuchtdichte des Bildschirmes einer Dreistrahlröhre.

Der enge mechanische Kontakt des Bildschirmes mit der massiven Stirnseite des optischen Blocks gewährleistet eine effektive Wärmeableitung.

Bei Verwendung eines optischen Blocks entsteht keine gegenseitige Belichtungsbeeinflussung der Kineskope, die in Projektionsempfängern mit Linsen- und Spiegel-Linsen-Optik den Kontrast stark verringert.

Die mit Hilfe des optischen Blocks erhaltenen Bilder können in unverdunkelten Räumen betrachtet werden. Der Kontrast auf der Bildwand wird nur vom Bildkontrast des Projektionskineskops bestimmt.

Zusammenfassung

Die Eigenschaft der lichtleitenden Glasfasern – die Lichtdurchlässigkeit bei Krümmungen nicht zu verringern – erlaubt einen optischen Block geringer Größe herzustellen. Das führt zu einer bedeutenden Verkleinerung der Fernsehempfänger.

Bei Vervollkommnung der Technologie zur Herstellung lichtleitender Fasern können Kunststoffäden mit hohen optischen Eigenschaften verwendet werden. Das gestattet, das Gewicht und die Kosten eines optischen Blocks zu senken. Die Betriebskosten eines Fernsehempfängers mit einem derartigen Block sind überaus niedrig.

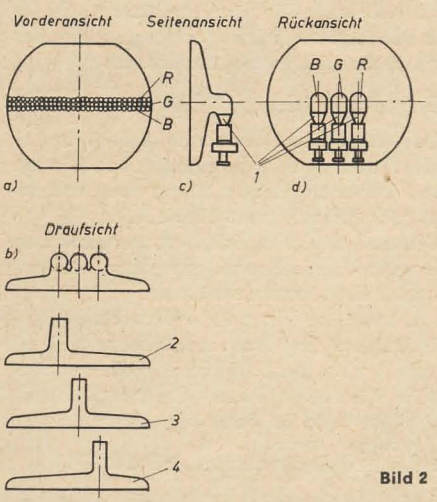


Bild 2

Die beschriebenen Methoden können für Schwarz-Weiß- und Farbfernsehbilder auf großer Bildwand angewendet werden. In diesen Fällen ist es günstig, zerlegbare „Konstruktionen" zu verwenden. Ein Block kann aus mehreren Sektionen lichtleitender Fasern bestehen. Die Ein- und Ausgangsflächen der Sektionen werden durch biegsame Bündel aus dünnen Fasern verbunden. Bei solch einer Konstruktion können durch Zusammensetzen der nötigen Anzahl Sektionen Bildwände verschiedener Größe hergestellt werden.

Faseroptische Systeme erlauben Aufgaben zu lösen, die mit Hilfe gewöhnlicher Linsen- und Spiegel-Linsen-Systeme unlösbar sind. Die Anwendung biegsamer Lichtleiter vereinfacht den Aufbau von Systemen zur Bildumkehrung.

Die Produktionstechnik von Fasersystemen ist heute schon sehr weit fortgeschritten. Es werden bereits Bündel aus 1,5 Millionen lichtleitenden Fasern hergestellt, die ein hohes Auflösungsvermögen besitzen. Der kurze Überblick zeigt, daß die Faseroptik weite Anwendung im Fernsehsektor finden wird.

Gekürzte Übersetzung aus der sowjetischen Zeitschrift Kino- und Fernsehtechnik 5 (1961)

Literatur

[1] Weinberg, W. B., Bogatirewa, W. W. und Iwanowa, L. M.: Optomechanische Industrie (UdSSR), Nr. 7 (1960), S. 28 und 29

[2] Daitsch, A. R., Zirlin, J. A. und Pargamanik, L. E.: Optik und Spektroskopie (UdSSR), VIII (1960), Ausgabe 5, S. 713–720

[3] Bloch, K. I., Weinberg, W. B.: Lichtleiter zur Bildübertragung. Gesammelte Übersetzungen, Zentralinstitut für wissenschaftlich-technische Informationen der Leichtindustrie, 1959

[4] Missiles and Rockets, 160, Ang. 22, vol. 7, Nr. 8, p. 32–33

[5] Curtess, L. R., Hurschowits, B., Peters, C. W.: Journal of the Optical Society of America, 157, p. 117 (FC 63)

[6] Lewis, R. E., Sheldon, G. I.: Journal of the Optical Society of America (1959), Nr. 5, S. 507

[7] Kapany, N. S.: Journal of the Optical Society of America (1959), Nr. 8, S. 779–787

Neue Halbleitertypen aus dem WF

Im VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin wurde jetzt die Entwicklung nachfolgender Halbleiterdioden abgeschlossen:

Halbleiterdiodenpaar 2 GA 113

Das Halbleiterdiodenpaar 2 GA 113 besteht aus zwei Germaniumspitzendioden in Miniaturallglasausführung (max. Durchmesser 2,6 mm, max. Länge 7,5 mm).
Dieser Typ eignet sich besonders für den Einsatz in niederohmigen Ratiodetektor- und Diskriminatorschaltungen.
Insbesondere werden diese Halbleiterdioden in die Transistorkofferempfänger vom Typ R 110 UKML sowie in die aus diesem Typ abgeleiteten Gerätetypen des VEB Stern-Radio Berlin eingesetzt.

Halbleiterdiodenquartett 4 GA 114

Das Halbleiterdiodenquartett 4 GA 114 besteht aus vier Germaniumspitzendioden in Miniaturallglasausführung (max. Durchmesser 2,6 mm, max. Länge 7,5 mm).
Es wird zur Modulation der Trägerfrequenz in der Nachrichtentechnik eingesetzt. Gegenüber dem Typ 04 A 657 ist der Typ 4 GA 114 für eine Trägerfrequenz von 200 kHz vorgesehen.
Die Halbleiterdioden des Quartetts 4 GA 114 werden als Einzeldioden zum Einlöten in die Schaltung geliefert. Durch eine Kennzeichnung der Einzeldioden (Farbpunkt an der Anode) wird gewährleistet, daß durch einen unverwechselbaren Zusammenbau des Quartetts Dämpfungswerte größer 5 Neper (bei $f_T = 200$ kHz) erreicht werden.

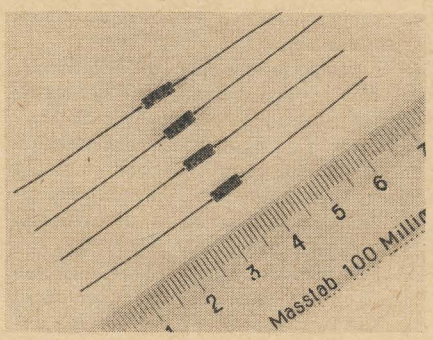
Zenerdioden ZA 250/10 bis 24

Die Zenerdioden dieser Typenreihe sind Siliziumflächendioden in Miniaturausführung (max. Durchmesser 2,6 mm, max. Länge 7,5 mm). Die neuentwickelten Typen vervollständigen die bisherige Reihe der Zenerspannungen. Zenerdioden kleiner Leistung ($P_{max} = 250$ mW) sind jetzt für folgende Nennspannungen U_Z lieferbar: 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 14, 18, 24 Volt.

Zenerdiode ZA 250/1

Die Zenerdioden vom Typ ZA 250/1 sind Siliziumflächendioden in Miniaturallglasausführung (max. Durchmesser 2,6 mm, max. Länge 7,5 mm).
Bei dieser Halbleiterdiode wird der Durchlaßbereich von Siliziumumflächendioden zur Stabilisierung kleiner Spannungen ausgenutzt. Streng genommen ist die Halbleiterdiode ZA 250/1 also keine Zenerdiode, sondern eine revers, d. h. rückwärts betriebene Siliziumflächendiode.
Aus praktischen Gründen wurde dieser Typ in die Reihe der Zenerdioden ZA 250/5 bis 24 eingereiht.
Mit ihr können bei $I_Z = 3$ mA Spannungen von 0,65 bis 0,85 V stabilisiert werden.
Der „Zenerwiderstand r_z" beträgt bei $I_Z = 3$ mA maximal 20 Ω. Weitere technische Daten sowie Liefertermine sind bei Bedarf vom Hersteller anzufordern.

Loßack



Halbleiterdiodenquartett 4 GA 114

Eine neue Kapazitätsdiodentypenreihe

Von der Firma Philco Corp., Lansdale, Pa., USA, werden zwei Serien neuer Siliziumkapazitätsdioden mit der Bezeichnung „Voltacap" angeboten. Diese Halbleiterdioden werden nach einer epitaxial-planaren Technologie gefertigt. Sie besitzen eine große Zuverlässigkeit und entsprechen hierbei den Bedingungen des amerikanischen Militärstandards MIL -S-19500 C.
Die geringe Streuung der Parameter aller Diodentypen dieser Reihen ermöglicht die Garantie eines maximalen Fehlers des Gleichlaufs der Kapazität (bei Spannungsvariation) von 1%. Die Kapazitätsdioden der Typenreihe „Voltacap" können zur elektronischen Abstimmung einzelner als auch gleichzeitig mehrerer Kreise angewendet werden. Sie besitzen eine hohe Güte sowie einen großen Bereich der Kapazitätsvariation. Weiter zeichnen sie sich durch geringes Rauschen sowie kleine Sperrströme bei hohen Umgebungstemperaturen aus.
Um eine optimale Montagedichte zu ermöglichen, werden alle Kapazitätsdioden der Typenreihe „Voltacap" als neuartige Plastkörper hergestellt. *Loßack*

Nach Electronics, russische Ausgabe, 37 (1964), 13, S. 4, 17

Technische Daten der Kapazitätsdioden-Typenreihe „Voltacap"

115-V-Serie:	V 4090	V 4091	V 4092	V 4093
minimale Durchbruchspannung ($I_R = 500$ µA)	115 V			
maximaler Sperrstrom ($U_R = 100$ V, $t_a = 85$ °C)	2,5 µA	5 µA	8 µA	15 µA
Kapazität[1]) ($U_R = 8$ V, $f = 1$ MHz)	47 pF ± 20%	150 pF ± 20%	250 pF ± 20%	500 pF ± 20%
minimale Kapazitätsvariation ($U_R = 4$ bis 100 V)	4:1		4,1:1	
maximaler Fehler des Gleichlaufes der Kapazität[1]) ($U_R = 4$ bis 100 V)	1%			
maximaler Temperaturkoeffizient der Kapazität ($U_R = 8$ V, $t_a = -55$ bis $+85$ °C)	0,03%/grd			
minimale Güte ($U_R = 8$ V, $f = 10$ MHz)	450	450	400	200
Bereich der Arbeitsfrequenz	3 ··· 60 MHz	1 ··· 12 MHz	0,6 bis 20 MHz	0,3 bis 6 MHz

165-V-Serie:	V 2853	V 2854	V 2855	V 2856
minimale Durchbruchspannung ($I_R = 500$ µA)	165 V			
maximaler Sperrstrom ($U_R = 150$ V, $t_a = 85$ °C)	4 µA	8 µA	15 µA	30 µA
Kapazität[1]) ($U_R = 8$ V, $f = 1$ MHz)	47 pF ± 10%	150 pF ± 10%	250 pF ± 10%	500 pF ± 10%
minimale Kapazitätsvariation ($U_R = 4$ bis 150 V)	4,7:1			5,7:1
max. Fehler des Gleichlaufes der Kapazität[1]) ($U_R = 4$ bis 150 V)	1%			
maximaler Temperaturkoeffizient der Kapazität ($U_R = 8$ V, $t_a = -55$ bis $+85$ °C)	0,03%/grd			
minimale Güte ($U_R = 8$ V, $f = 10$ MHz)	500	450	400	200
Bereich der Arbeitsfrequenz	3 bis 60 MHz	1 ··· 20 MHz	0,6 bis 12 MHz	0,3 bis 6 MHz

[1]) Auf Bestellung können auch Kapazitätsdioden mit geringeren Kapazitätstoleranzen und besserem Gleichlauf der Kapazität geliefert werden.

RÖHRENINFORMATIONEN

MITTEILUNG AUS DEM VEB WERK FÜR FERNSEHELEKTRONIK BERLIN (WF)

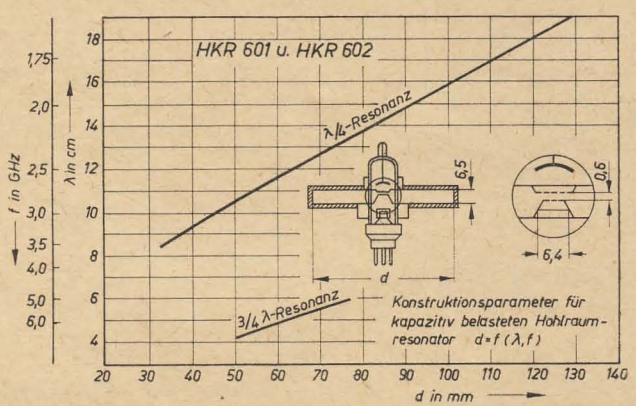
K. STURM 14

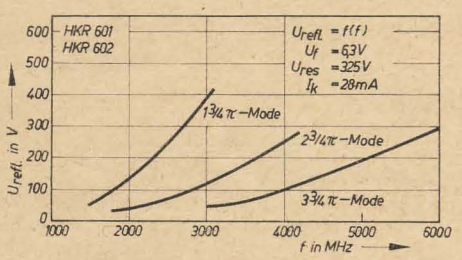
Reflexklystrons HKR 301 HKR 302 HKR 304 HKR 601 HKR 602 HKR 901 HKR 902

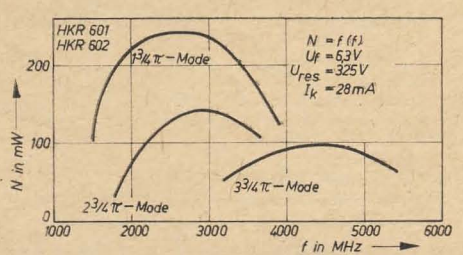
Teil 2

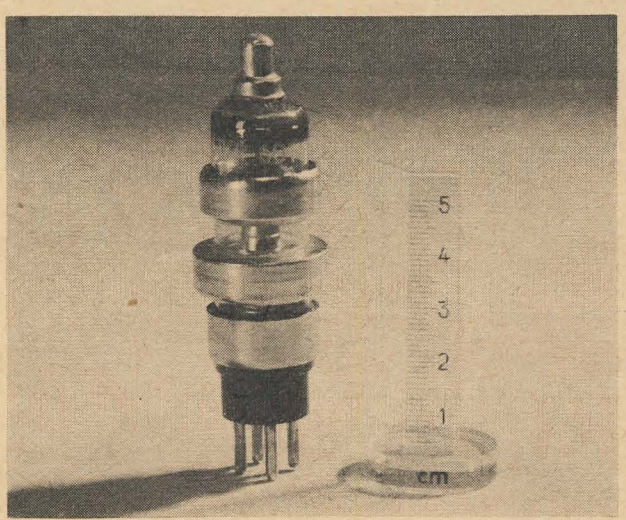
Die HKR 601 und die HKR 602 dienen als Oszillatorröhren zur Erzeugung frequenzmodulierter Schwingungen im Bereich von 1600 bis 6500 MHz. Die Röhren sind für den Anschluß in Außenkreise mit konzentrischen Anschlußringen ausgerüstet. Die HKR 602 besitzt außerdem günstige Impulsmodulationseigenschaften. Hierbei gelten prinzipiell die gleichen Betriebswerte wie für Dauerstrichbetrieb. Die Impulsspannung wird zwischen Katode und Wehnelt gelegt. Die Impulsspitzenleistung ist etwas niedriger als die Dauerstrichleistung. (Die Impulsfolge ist 40···4000 Impulse/s und die kleinste Impulsdauer 0,5 µs).

Die HKR 901 ist eine Oszillatorröhre für den Frequenzbereich von 8700 bis 9550 MHz. Sie kann als frequenzmodulierter Meßgenerator verwendet werden. Das Reflexklystron HKR 901 ist eine Ganzmetallröhre mit einem eingebauten mechanisch abstimmbaren Resonanzkreis. Die Auskopplung der HF-Energie erfolgt über eine konzentrische Leitung.
Die HKR 902 wird als Oszillator im Frequenzbereich von 8700 bis 9600 MHz eingesetzt. Die Abstimmung erfolgt mittels einer Schraube in einem äußeren Kreis, der fest mit der Röhre verbunden ist. Die Röhre ist für den Anschluß an einen Hohlleiter mit einem Hohlleiter-Anschlußflansch R 100 versehen.

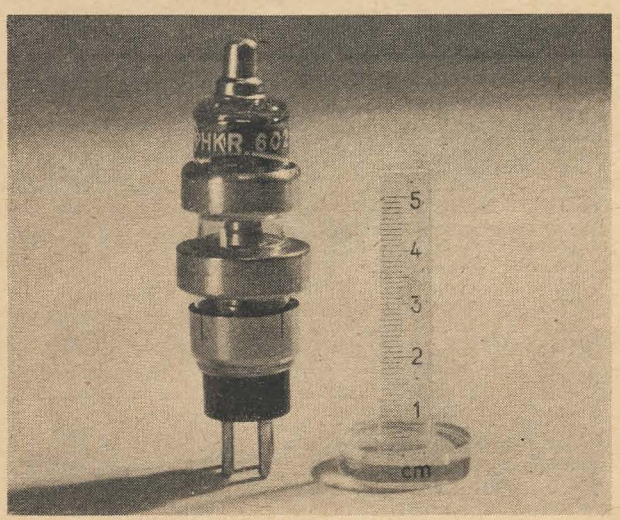






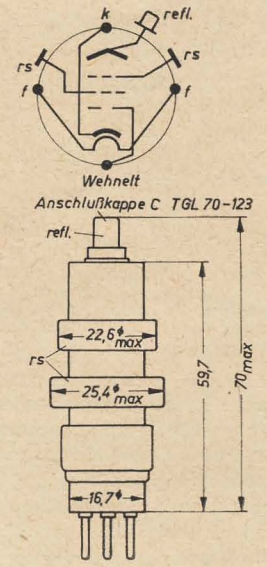


Reflexklystron HKR 601

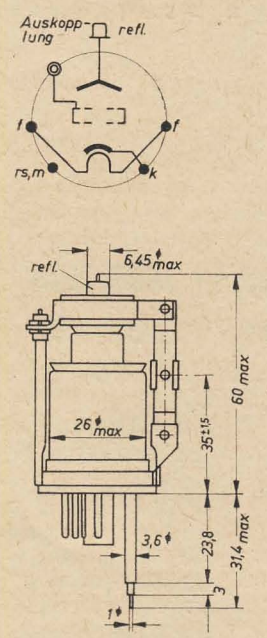


Reflexklystron HKR 602

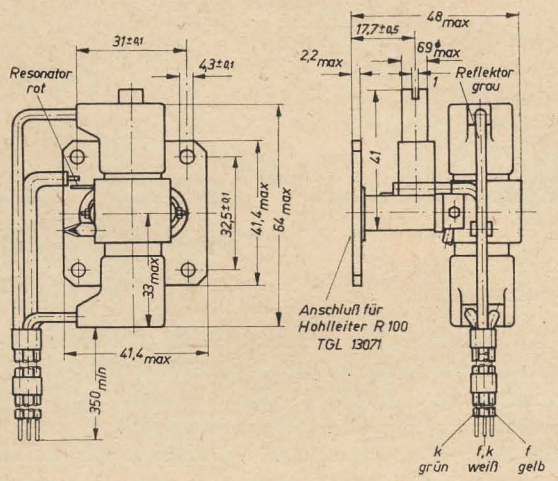
HKR 601; HKR 602[1])



HKR 901



HKR 902



Technische Daten	HKR 601	HKR 602[1])	HKR 901	HKR 902
Masse in g	etwa 30	etwa 30	etwa 60	etwa 150
Röhren-Standard	TGL 14021		TGL 11917	TGL 200-8151
HEIZUNG				
indirekt geheizte Oxidkatode				
Heizspannung U_f in V	6,3	6,3	6,3	6,3
Heizstrom I_f in A	etwa 0,65	0,65	etwa 0,65	1,2
BETRIEBSWERTE				
Frequenz f in MHz	2800 / 3200 / 5000	2800 / 3200 / 5000	9375	9375
Reflektormode	$1^3/_4$ / $2^3/_4$ / $3^3/_4$	$1^3/_4$ / $2^3/_4$ / $3^3/_4$		
Resonatorspannung U_{rs} in V	325 / 325 / 325	325 / 325 / 325	300	300
Resonatorstrom I_{rs} in mA			25	40
Katodenstrom I_k in mA	25 / 25 / 25	28 / 28 / 28		
Reflektorspannung U_{refl}[2]) in V	− 270 / − 135 / − 210	− 270 / − 135 / − 210	− 85 ··· − 200	− 80 ····· − 200
Nutzleistung N_n in mW	200 / 100 / 50	200 / 100 / 50	20	> 40
Wehneltspannung U_w in V	0 / 0 / 0	+ 10 / + 10 / + 10		
Wehneltstrom I_w in mA		5 / 5 / 5		
Elektronische Bandbreite B_{el}[3]) in MHz			etwa 40	etwa 35
Modulationssteilheit S_{mod}[4]) in MHz/V			2	1,3
GRENZWERTE				
Frequenzbereich f_{max} in MHz	6500	6500	9550	9600
f_{min} in MHz	1600	1600	8700	8700
Resonatorspannung $U_{rs\,max}$ in V	350	350	330	330
Resonatorstrom $I_{rs\,max}$ in mA		35	37	55
Negative Reflektorspannung				
$-U_{refl\,min}$ in V	15	15	0	0
$-U_{refl\,max}$ in V	700	700	400	500
Wehneltspannung $U_{w\,max}$ in V	+ 1	+ 20		
$U_{w\,min}$ in V	− 500	− 150		
Wehneltstrom $I_{w\,max}$ in mA	1	12		
Spannung zwischen Heizer und Katode $U_{f/k\,max}$ in V	± 45	± 45	± 45	
Röhrenmanteltemperatur $t_{rm\,max}$ in °C	150	150		200
Temperatur der Koaxialleitung $t_{Kl\,max}$ in °C			+ 70[5])	

[1]) in Entwicklung befindlich
[2]) eingestellt auf maximale Ausgangsleistung
[3]) Frequenzänderung zwischen den Punkten halber Ausgangsleistung, die durch Änderung der Reflektorspannung über und unter dem Wert höchster Ausgangsleistung eingestellt wird.
[4]) Frequenzänderung bei 1 Volt Reflektorspannungsänderung
[5]) Bei Überschreiten der max. zulässigen Temperatur muß für eine zusätzliche Kühlung gesorgt werden.

Aus der Reparaturpraxis

Informationen für den Fernseh-Service

Elektronisch geregelte Oszillatorstromversorgung im TV-Empfänger „Stadion"

Zur Beseitigung von Unstabilitäten der Bildamplitude beim Fernsehgerät „Stadion" wurden in der Regelschaltung des Netzteils geringfügige Änderungen vorgenommen, wodurch diese Schaltung dem Betriebsverhalten der Röhre PCL 82 von „Telam" angepaßt wurde. Dazu wurde der Widerstand R_{19} 1 MΩ von + 4 getrennt und an + 2 gelegt. Wir empfehlen also unseren Vertragswerkstätten, bei Amplitudenschwund, der nachweislich auf fehlerhaftes Arbeiten der Regelschaltung im Netzteil zurückzuführen ist, die genannte Änderung durchzuführen.
Dazu ist der Widerstand R_{19} von der Katode (Pkt. 2 der PCL 82) zu lösen und an einen selbst zu schaffenden Lötstützpunkt zu legen, der dann mittels einer Kurzverbindung mit der Schienenspannung + 2 verbunden wird.

Verbesserungen am TV-Empfänger „Stadion"

Zur Verminderung der Störausstrahlung der Oszillatorgrund- und Oberwellen wird der ZF-Kreis I, Sp_{305} im Kanalwähler durch eine einfache abstimmbare Spule mit 16 Windungen ohne Filterbecher ersetzt. Weiterhin entfällt die Korrekturspule und C_{324}. Nach neuer Schaltung erfolgt die Ankopplung des Kanalwählers an die ZF-Platte über einen Längskondensator C_{59} 56 pF, der zwischen Abschirmleitung und Anschlußpunkt der ZF-Platte (k) geschaltet wird. Vom Punkt (k) aus wird eine Drossel Dr_{402} nach Masse eingebaut.
Beim Ersatz des alten Kanalwählers durch einen Tuner neuer Ausführung (ohne ZF-Filter) muß die Abschirmleitung zwischen Kanalwähler und ZF-Umschalter S_{803} um 3 cm verlängert werden (Länge 15 cm). Der Kondensator C_{401} 80 pF auf der ZF-Platte wird in 40 pF geändert. Ein zusätzlicher Längskondensator C_{59} 56 pF wird zwischen Abschirmleitung vom Schalter S_{803} und ZF-Platte Punkt (k) eingelötet. Anschließend ZF-Kreis I Sp_{401} sowie Sp_{305} im Kanalwähler nachgleichen.

Maßnahmen zur Qualitätsverbesserung bei „Turnier 12"

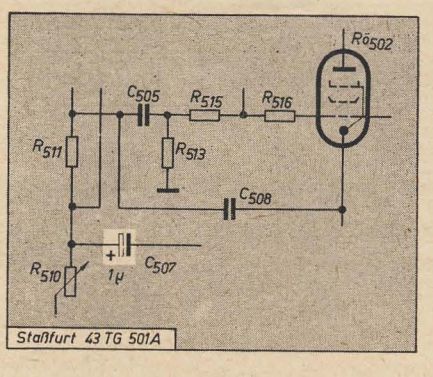
Zur Verhinderung von Einschwingvorgängen, die sich durch senkrechte Streifen bemerkbar machen, wird im „Turnier 12" eine zusätzliche Drossel Dr_{402} eingebaut. Diese Drossel besteht aus einem HF-Eisenkern 3,25 × 12 mit 23 Windungen (3 µH). Sie liegt parallel zum ZF-Eingang, also zwischen Punkt (k) und Masse der ZF-Platte. In einem Teil der Geräte wird Dr_{402} als Übergangslösung auf den Stekker St_{809} montiert. Später wird Dr_{402} mit auf der ZF-Druckplatte enthalten sein.

Betrifft Informationsheft 20

Im Informationsheft 20, Seite 34 und in radio und fernsehen H. 1 (1964), S. 26 sind die Schaltungsänderungen der Zeilenstufe im „Start" beschrieben. Die dabei unter anderem genannte Aufteilung von R_{604} in R_{636} und R_{637} ist allerdings nur in Verbindung mit dem Einsatz des Bildausgangstrafos „Turnier" 1171.106-07001 Bv eingeführt. Wird die Änderung von R_{604} in Geräten mit „Start"-Bildausgangstrafo 1171.007-01035 Bv durchgeführt, ist keine normale Bildamplitude erreichbar. Der neue Bildausgangstrafo ist in den „Start"-Geräten seit Anfang Juli eingesetzt.
VEB RAFENA WERKE Radeberg

Zusammenklappen der Bildamplitude

Die Bildamplitude eines „43 TG 501 A" fiel in unregelmäßigen Zeitabständen zusammen. Die Röhren $Rö_{502}$ und $Rö_{501}$ wurden ohne Erfolg überprüft, auch hatten die Spannungen ihre Normalwerte.



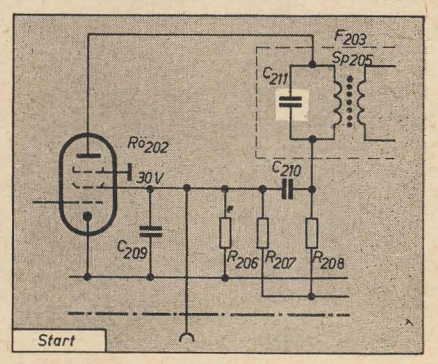
Mit dem Oszillografen konnte lediglich festgestellt werden, daß die Impulse an der Anode von $Rö_{502}$ um etwa 1/3 kleiner wurden. Als Ursache konnte dann der Kondensator C_{507} ermittelt werden. Der 1-µF-Kondensator schlug unregelmäßig durch, und dabei fiel das Bild zusammen. Der Überschlag konnte mit dem Oszillografen nicht sichtbar gemacht werden.
Hubert Krause

Bildstörungen durch verschmutzte Kanalwählerkontakte bei einem „Lotos"

Bei einem „Lotos" traten kurzzeitige Zeilenverschiebungen auf, die manchmal auch mit einem kurzzeitigen Ausfall der Bildsynchronisation verbunden waren. Sofort wurde ein Fehler im Amplitudensieb oder im Zeilenkipp vermutet. Zunächst wurde der Hochspannungsteil auf etwaige Überschläge untersucht, da gleichzeitig mit den Verschiebungen ein leises Knakken im Ton auftrat. Die Suche im Zeilenkipp und im Amplitudensieb blieb jedoch erfolglos.
Durch Zufall wurde festgestellt, daß ein Kontaktfehler im Kanalwähler vorlag, der das Auskippen der Zeile verursachte. Durch Kontaktreinigung war der Fehler behoben. Das Gerät läuft seit einiger Zeit fehlerfrei.
Gerhard Ernst

Ton leise und verbrummt

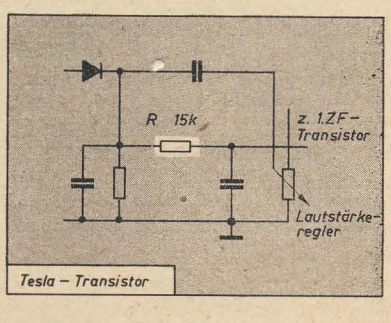
Bei einem TV-Empfänger „Start" wurde der Ton leiser und verbrummt. Nach einigen Stunden Spielzeit wurde der vom Kunden angegebene Fehler festgestellt und durch Nachgleich des letzten Ton-



ZF-Filters behoben. Nach einigen weiteren Stunden stellte sich aber wieder der gleiche Fehler ein. Das letzte Filter F 203 wurde auf kalte Lötstellen ohne Erfolg untersucht. Als Ursache für die Verstimmung wurde der 5-pF-Kondensator C_{211} ermittelt, der nach mehreren Stunden Spielzeit seine Kapazität verloren hatte. Dadurch lag der Primärkreis des Ratiodetektors oberhalb der Ton-ZF von 5,5 MHz.
Nach dem Einbau eines neuen 5-pF-Kondensators wurde die Ton-ZF-Stufe neu abgeglichen.
Gerhard Schulz

Übersteuerungserscheinung bei einem Transistorkoffergerät von „Tesla"

Ein Transistorkoffergerät (Tesla) neigte zu starken Übersteuerungen bei Ortssenderempfang. Ein Fehler für diese Erscheinung konnte nicht ermittelt werden. Das Nachmessen der Widerstände im Regelspannungszweig ergab auch keine Anhaltspunkte. Da ein zweites Gerät dieses Typs zur Verfügung stand, konnte es zum

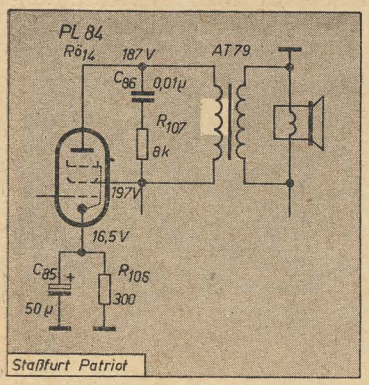


Vergleich herangezogen werden. Dieses Gerät zeigte die gleichen Erscheinungen. Vergleichsmessungen ergaben jedoch auch hier keine Anhaltspunkte. Nun wurde in beiden Geräten der Widerstand R von 15 kΩ auf 5 kΩ reduziert. Damit war die Neigung zur Übersteuerung beseitigt, ohne dabei eine Einbuße an Empfindlichkeit hinnehmen zu müssen.
Horst Ziegler

Tonstörung im „Staßfurt Patriot"

Das Bild war in Ordnung, der Ton fehlte. Bei voll aufgedrehtem Regler wurde der Ton verzerrt und leise hörbar.

In der Endstufe stimmten alle Spannungen mit den vorgeschriebenen Werten überein, bis auf die Anodenspannung von $Rö_{14}$ (PL 84), die auf weniger als



10 Prozent ihres angegebenen Wertes gesunken war. Nachdem C_{86} (0,01 µF) und R_{107} (8 kΩ) überprüft worden waren, wurde der Ausgangsübertrager AT 79 ausgebaut und gemessen. Die Primärwicklung war hochohmig geworden. Eine nähere Untersuchung ergab, daß sich in der untersten Lage auf Grund irgendwelcher in der Kernisolation enthaltener chemischer Bestandteile Grünspan gebildet hatte.

Alfred Lindthammer

Ein nicht alltäglicher Röhrenfehler

Bei einem TV-Empfänger „Staßfurt Patriot" mußte die Boosterdiode PY 81 gewechselt werden, weil die Bildbreite zu gering war. Als Ursache wurde der Heizfaden ermittelt, der im Katodenraum (etwa in der Mitte) zusammengeschmolzen war und nicht mehr die volle Heizleistung erreichte.

Unempfindlichkeit bei AM

Trotz guter Antenne wurde bei einem Rundfunkempfänger „Erfurt 2" auf Mittelwelle nur ein Sender gehört, auf den Wellen „Kurz 2" und „Lang" überhaupt nichts. Da der UKW-Empfang sehr gut war, mußte der NF-Verstärker in Ordnung sein. Die Bandfilterkreise wurden auf Maximum überprüft und dabei festgestellt, daß sich L_{26} vom zweiten AM-Filter nicht abstimmen ließ. C_{48} 2500 pF wurde ausgewechselt. Die Leistung des Gerätes hatte sich erheblich gebessert, entsprach aber noch nicht den Erwartungen. Es stimmten sämtliche Spannungen. Die AM-ZF-Kreise hatten Maximum erreicht und die Gesamtverstärkung des ZF-Verstärkers war sehr gut. Beim Vorkreisabgleich wurde bemerkt, daß an der Antennenbuchse ein wesentlich stärkeres Prüfgeneratorsignal nötig war, als hinter dem Antennenkondensator. Der Antennentrennkondensator C_{91} wurde gewechselt, da er einen Kapazitätsverlust aufwies.

Manfred Brzybohaty

Fehler in der Schwungradkreisstabilisierung

Das Gerät „Patriot 847 A" zeigt schon beim Einschalten die charakteristischen Ausfallerscheinungen des Schwungradkreises. Nach zehn Minuten Laufzeit ließ sich der Zeilengenerator nicht mehr synchronisieren. Eine Sichtkontrolle ergab, daß der Abgleichkern der Schwungradspule schon vollständig herausgedreht war. Die Eigenfrequenz des Kreises mußte also zu niedrig liegen. Der Schwungradkondensator hatte nur Abweichung innerhalb der angegebenen Toleranz. Auch der Austausch durch einen Sikatrop-Kondensator von 10 nF brachte keinen Erfolg.

Nachdem etwa 40 Windungen von der Schwungradspule abgewickelt wurden, war der Fehler behoben. Der Abgleichkern konnte wieder hineingedreht und der Schwungradkreis auch mit dem alten Kondensator wieder abgeglichen werden. Eine bessere Lösung ist natürlich die Verringerung der Kapazität von 10 auf etwa 8 nF.

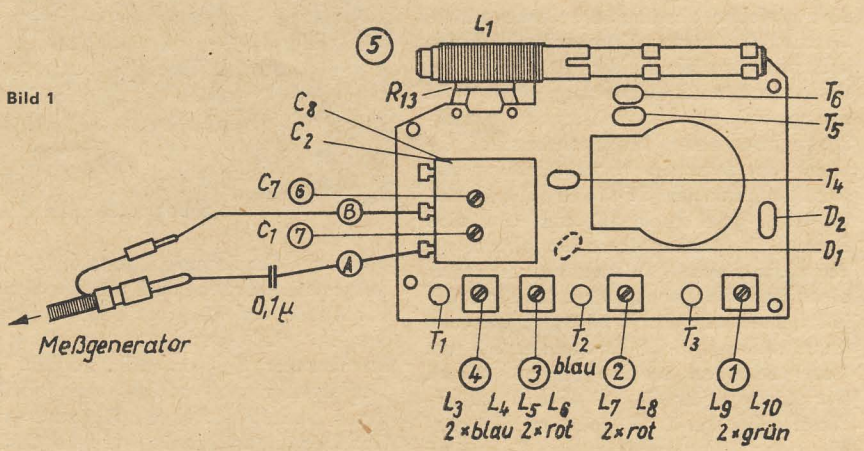
Die Fehlerursache war eine durch Alterung der Schwungradspule hervorgerufene Erhöhung der Induktivität. Dieser Fehler tritt bei sämtlichen Geräten der RAFENA-Serien Rubens, Dürer, Derby, Cranach und Patriot nach längerem Betrieb auf.

Günter Theißig

Abgleichanweisung Transistor-Super 57/69 TT

Abgleich-Reihenfolge	Stellung der Skalenscheibe	Meßgenerator-frequenz	Ankopplung des Meßgenerators	Ausgangs-spannung	Abgleich-punkt	Reihen-folge
ZF-Kreise	162	455 kHz	über 0,1 µF an A	max.	1; 2; 3	1; 2; 3
Oszillator	60	600 kHz	siehe Bild 2	max.	4	4; 5; 6; 7
Vorkreis	60	600 kHz		max.	5	
Oszillator	Abgleichpunkt bei 162	1400 kHz		max.	6	
Vorkreis	Abgleichpunkt bei 162	1400 kHz		max.	7	

Bild 1



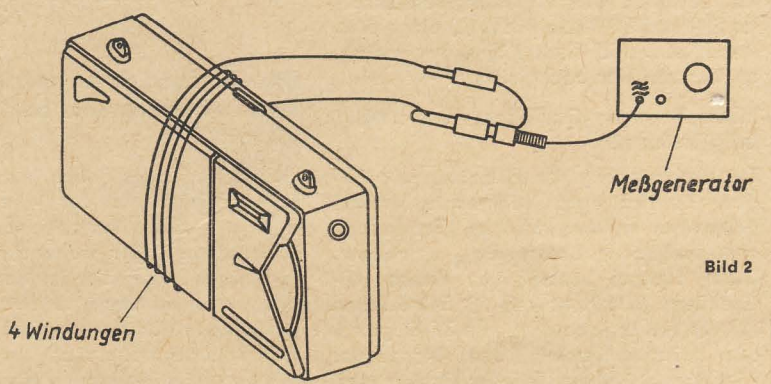


Bild 2

Vor Abgleich des Gerätes wird der Lautstärkenregler auf max. Lautstärke gedreht. Parallel zur Schwingspule des Lautsprechers wird ein Wechselspannungsmesser (Bereich 0 ··· 1,5 V) geschaltet. Der Abgleich des Wellenbereiches wird in angegebener Reihenfolge solange wiederholt, bis 5 bzw. 7 das Maximum, sowie 4 bzw. 6 die angegebenen Abgleichfrequenzen erreicht haben.

Nach Informationen aus dem VEB Stern-Radio Berlin

Umbauanleitung für den „Smaragd" – ein Tonbandgerät für anspruchsvolle Musikfreunde

Teil 2

Ing. HORST ENGEL

Änderung des Netzteils

Die notwendigen Änderungen des Netzteils sind aus Bild 9 zu ersehen. Sie beschränken sich auf den Einbau von R_{98} und R_{99} bei Änderung eines BG 20 bis BG 20/3. Das Diagramm der Schalter S_{14} und S_{15} (Umschalter für die Bandgeschwindigkeiten 4,75 cm/s – 9,5 cm/s) ist ebenfalls im Bild 9 eingetragen. Die bisher benutzten Schalteranschlüsse 3, 7 und 8 des Schalters S_{14} bleiben frei; die Leitungen werden entfernt.

Schaltung des Entzerrerteils

Bild 10 zeigt den Stromlaufplan des Entzerrerverstärkers. Die Aufbauanordnung ist aus Bild 11 zu ersehen. Verwendung fand das Entzerrerchassis des BG 20/3. Ist ein Chassis einer späteren Serie vorhanden, macht es keine Schwierigkeiten, anstelle der beiden Flachrelais Rs_1 und Rs_2 den dann vorhandenen Schiebeschalter zur Umschaltung Wiedergabe – Aufnahme zu verwenden.

Zum Umbau des Verstärkers werden zuerst alle Leitungen und Bauelemente entfernt. Wie Bild 11 zeigt, erfolgt der Aufbau des Trimmerkondensators C_{65} und der Kleinpotentiometer R_{78} und R_{79} (Flachtrimmer) auf der vorhandenen Lötösenplatte. Auch alle zu $Rö_2$ gehörenden Bauelemente sowie C_{60}, C_{61}, R_{73}, C_{64}, R_{74} finden bei richtiger Kombination Platz. Zwischen dem Sockel der Röhre $Rö_1$ und dem Schalter $S_{1/1}$ werden die für $Rö_1$ nötigen Bauelemente zwischen zwei Lötösenleisten montiert. Da der Sockel der Röhre $Rö_1$ federnd in Gummi hängt, müssen alle Zuführungsleitungen ausreichend flexibel sein. Der Widerstand R_{57} kann direkt an Sockelfeder und Mittelabschirmzylinder gelötet werden. C_{51} ist abzuschirmen. Bei der Verdrahtung ist die aus der Verstärkerpraxis bekannte Regel unbedingt zu berücksichtigen, daß jede Röhrenstufe ihren eigenen Erdpunkt (neben dem Röhrensockel) erhält und alle Erdverbindungen der jeweiligen Stufe zu den entsprechenden Anschlüssen zu führen sind. Auch die Abschirmleitungen sind an den aus der Schaltung ersichtlichen Punkten zu erden. Werden diese Hinweise beachtet, so ist das Auftreten von Netzbrummen oder Schwingen des Verstärkers ausgeschlossen.

Für die Spulen des HF-Generators wurde ein abgeschirmter Schalenkern aus HF-Eisen verwendet, der die schädliche Einstreuung der HF auf andere Baugruppen verhindert. Die Verdrahtung des Sockels der Röhre $Rö_4$ wird unverändert übernommen, ebenso alle im bisherigen Gerät vorhandenen Steckverbindungen. Die Drossel Dr_{50} wird auf den Körper der bisherigen Drossel Dr_5 gewickelt und an der gleichen Stelle befestigt.

Aufsprech – Wiedergabeverstärker

Der eingebaute Verstärker wird bei Aufnahme und Wiedergabe benutzt und durch zwei Relais auf die jeweilige Funktion umgeschaltet. Die Frequenzgänge bei Aufnahme und Wiedergabe sind den verwendeten Bandgeschwindigkeiten 9,5 cm/s und 4,75 cm/s angepaßt.

Schaltstellung „Aufnahme"

Die Tonfrequenz gelangt bei Aufnahme entweder von Bu_1 (Mikrofonbuchse) oder Bu_2 (Diodenbuchse zur Rundfunkaufnahme) über den Mikrofon – Radio – Umschalter $S_{1/1}$ und den Relaiskontakt $r_{1.2}$ zum Gitter von $Rö_1$. Die Relaiskontakte $r_{1.1}$ und $r_{1.2}$ sollen gegenüber den übrigen Kontakten des Relais Rs_1 abgeschirmt sein. Um einen hohen Brummspannungsabstand zu erreichen, wird $Rö_1$ mit Gleichstrom geheizt. Die genaue Heizspannung von 6,3 V wird nach Fertigstellung des Gerätes mit dem Widerstand R_{97} im Netzteil eingestellt. Mit dem Potentiometer R_{60} wird die zur Aufnahme nötige Aussteuerung eingestellt. R_{60} liegt zwischen den beiden Außenkontakten. Die Einstellung der Wiedergabelautstärke erfolgt nur am nachgeschalteten Rundfunkgerät oder bei Verwendung als Koffergerät am Lautstärkeregler R_{110} des Abhörverstärkers.

Die zweite Verstärkerstufe ist mit der brummarmen Doppeltriode ECC 83 bestückt. An der Katode der Röhre $Rö_{2/I}$ liegt der Saugkreis C_{70}, Dr_{50}. Seine Resonanz soll bei 12 ··· 13 kHz (9,5 cm/s) und bei 6 ··· 8 kHz (4,75 cm/s) liegen. Die Umschaltung der Induktivität erfolgt durch S_{14}. Der Saugkreis wird bei Aufnahme 9,5 cm/s ohne Dämpfungswiderstand betrieben. Durch $r_{2.1}$ und $r_{2.2}$ wird die NF-Ausgangsspannung der Röhre $Rö_{2/II}$ auf die Siebschaltung R_{73}, C_{64}, R_{74} gegeben, die das Eindringen der HF-Spannung in den Entzerrer verhindert. Mit dem Kleinpotentiometer R_{75} wird die Aussteuerungsanzeige eingestellt. Der Aufsprechstrom fließt über $Bu_{8/4}$, $St_{8/4}$ und $S_{12/2}$ zum Sprech-Hörkopf SH_{1a}.

Der Sprech-Hörkopf wird auch bei Aufnahme mit seiner vollen Wicklung betrieben. Am „kalten Ende" des SH_{1a} liegt die Kompensationsdrossel Dr 4 (es kann auch, wenn vorhanden, Dr_7 parallel geschaltet sein), die bei Wiedergabe auf Brummminimum abgeglichen wird. An dem dann nach $S_{12/1}$ folgenden Widerstand R_{90} kann der Aufnahmefrequenzgang gemessen werden, ebenso der HF-Vormagnetisierungsstrom. Über die Abschirmung der Tonkopfleitung und über Steckverbindung $St_{8/5}$, $Bu_{8/5}$ fließt der Aufsprechstrom zum Erdpunkt der Röhre $Rö_2$ zurück.

Schaltstellung „Wiedergabe"

Bei Wiedergabe liegt der Sprech-Hörkopf über Drossel Dr_4 bzw. Dr_7, $S_{12/1}$ und $St_{8/2}$ an der Katode der Röhre $Rö_1$ und über Schalter $S_{12/2}$, $St_{8/1}$, $Bu_{8/1}$, $r_{1.2}$ an dem Steuergitter der Röhre $Rö_1$. C_{51} und R_{57} sorgen bei Aufnahme und Wiedergabe für eine Gittervorspannung der Röhre $Rö_1$ durch Anlaufstrom. C_{52} liegt parallel der Wicklung des Tonkopfes und trägt durch Kopfresonanz zum Ausgleich des durch die Spaltbreite des Kopfes bedingten Höhenabfalles bei. C_{52} wird erst beim

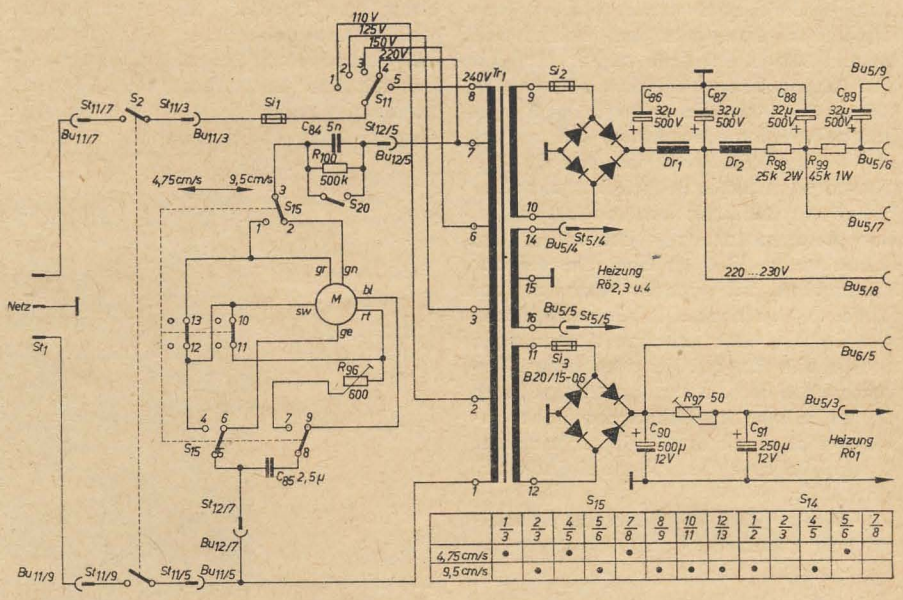


Bild 9: Stromlaufplan des Netzteils

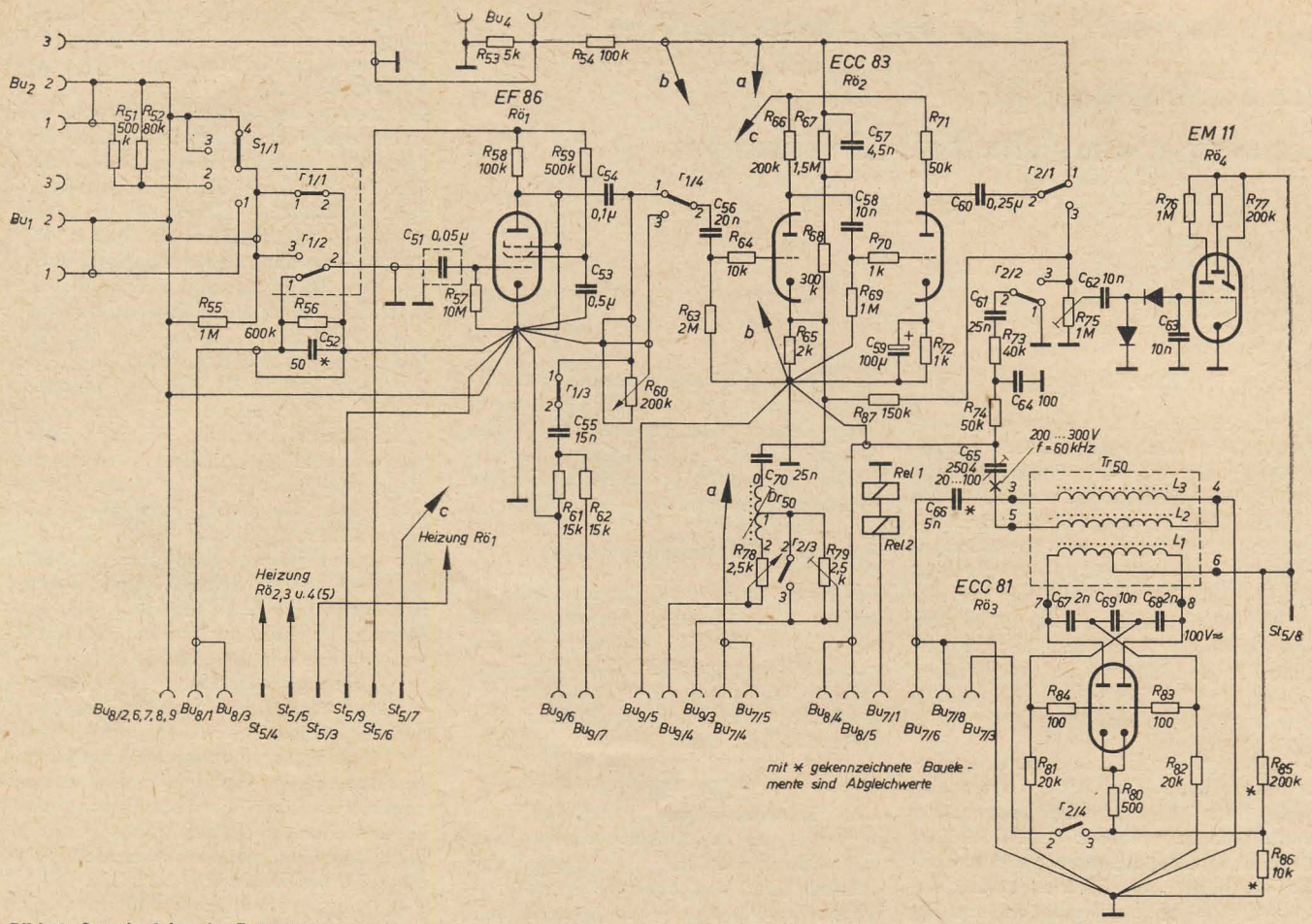


Bild 10: Stromlaufplan des Entzerrers

Abgleich eingelötet und so gewählt, daß sich zusammen mit der Schaltkapazität eine Kopfresonanzfrequenz von etwa 12 kHz ergibt. Nach der Verstärkung der Niederfrequenz in $Rö_1$ erfolgt die Zeitkonstantenentzerrung des Wiedergabefrequenzganges durch die Entzerrungsglieder C_{55}, R_{61} und R_{62}. Bei der Bandgeschwindigkeit 9,5 cm/s wird R_{62} parallel R_{61} geschaltet. Es ergibt sich die Zeitkonstante von etwa 100 μs. Bei der Bandgeschwindigkeit 4,75 cm/s öffnet der Schalter S_{14}. Die Zeitkonstante wird nur von C_{55} und R_{61} bestimmt und ändert sich etwa in 200 μs. Versuche zeigten, daß mit der Zeitkonstante bei 9,5 cm/s von etwa 100 μs das Abspielen der vor dem Umbau aufgenommenen Bänder mit nur geringem Qualitätsverlust möglich ist (das „Smaragd" arbeitet bei 9,5 cm/s mit einer Entzerrungszeitkonstanten von 200 μs).

Der Relaiskontakt $r_{1.4}$ überbrückt das Potentiometer R_{60}, so daß die NF zur Verstärkung und weiteren Entzerrung zur Röhre $Rö_2$ gelangt. Die Gegenkopplung R_{68}, C_{57}, R_{67} liegt zwischen Katode $Rö_{2/I}$ und Anode $Rö_{2/II}$. Die notwendige Anhebung des Frequenzganges erfolgt durch C_{70} und Dr_{50}. Die Größe der Höhenanhebung ist durch das Kleinpotentiometer R_{79} (bei 9,5 cm/s) bzw. R_{78} (bei 4,75 cm/s) einstellbar.

Die Anzeigeröhre $Rö_4$ bleibt bei Wiedergabe in Ruhestellung und dient nur zur Einschaltanzeige.

Die NF-Spannung kann an Bu_4 oder über die Diodenbuchse Bu_2 abgenommen werden. Der Quellwiderstand R_{53} ist mit 5 kΩ relativ niederohmig, so daß die Kapazität der Leitungen zum Verstärker die obere Grenzfrequenz des Wiedergabefrequenzganges nicht beeinflußt (Leitungslänge $\leqq$ 1,5 m).

HF-Generator

$Rö_3$ erzeugt bei Schaltstellung „Aufnahme" die zur Löschung und Vormagnetisierung nötige Hochfrequenz. Der Hochfrequenzvormagnetisierungsstrom des Tonkopfes soll möglichst frei von Verzerrungen sein.

Bei Aufbau eines üblichen Löschgenerators mit einer Lautsprecherröhre kann oft wegen fehlender Meßmittel die Generatorschaltung nicht maximal dimensioniert werden, so daß meist Verzerrungen der HF in großer Zahl auftreten, die dann den Störspannungsabstand stark verringern und außerdem den Klirrfaktor der Bandaufzeichnung ansteigen lassen. Ein Gegentaktoszillator erfüllt durch seinen symmetrischen Aufbau die Forderung nach Verzerrungsfreiheit am besten, so daß er im beschriebenen Gerät verwendet wurde. Allerdings muß darauf geachtet werden, daß R_{81} gleich R_{82}, R_{83} gleich R_{84}, C_{67} gleich C_{68} ist und die Wicklung des Trafos Tr_{50} streng symmetrisch ausgeführt ist. Die Leitungen zu Tr_{50} (Anschlüsse 7 und 8) sind kurz zu halten; C_{66}, C_{67}, C_{68} und C_{69} müssen an Tr_{50} kurz angelötet werden. Durch diese Maßnahmen, sowie durch die Abschirmung des HF-

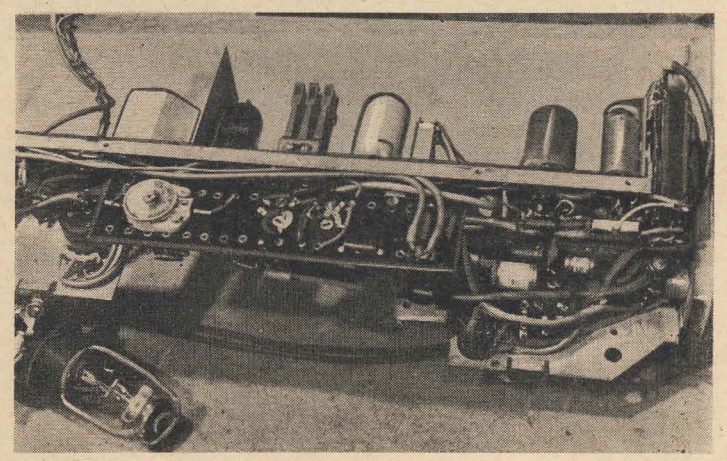


Bild 11: Aufbau des Entzerrerteils

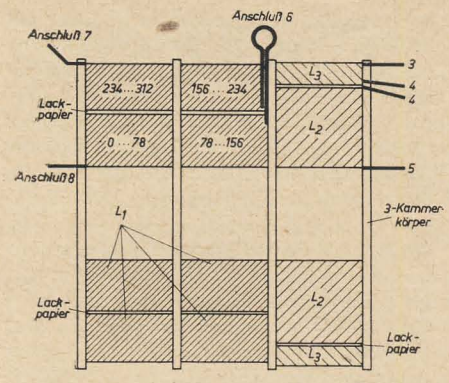


Bild 12: Spulenanordnung des Trafo Tr_{50}

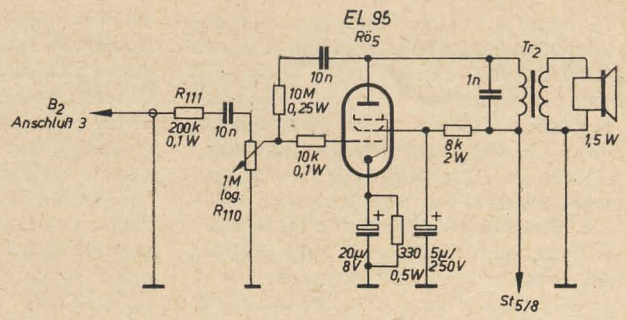


Bild 13: Schaltung des Abhörverstärkers mit Lautsprecher

Kernes werden die vagabundierenden HF-Ströme im Gerät sehr klein bleiben. Der Relaiskontakt $r_{2.4}$ wird nur bei Aufnahme geschlossen, der Widerstand R_{80} stellt dann die richtige Vorspannung der Röhre ein; der Oszillator schwingt. Um zu verhindern, daß ein hörbares Knackgeräusch am Ende einer Aufnahme mit aufgezeichnet wird, öffnet der Schalter S_{21} schon beim Berühren der Halttaste, und der Oszillator schwingt allmählich aus, noch ehe Rs_2 abfällt. So entfällt auch die bisherige Entmagnetisierungsschaltung des Tonkopfes. Bei Schaltstellung „Halt" oder „Wiedergabe" sorgt der Spannungsteiler R_{85} bis R_{86} dafür, daß durch Röhre $Rö_3$ ein geringer Anodenstrom fließt. Durch diese Maßnahme kann die sogenannte „Zwischenschichtbildung" in den Katoden der Röhre $Rö_3$ nicht eintreten. Die Spannungsteilerwiderstände R_{85}, R_{86} sind im Bild 10 als Abgleichwerte eingetragen. Der durch beide Widerstände einstellbare Gesamtstrom der Röhre $Rö_3$ soll bei Schaltstellung „Halt" etwa 2 mA betragen, es ist dann jedoch oszillografisch zu kontrollieren, daß der zum Anschwingen der Röhre nötige Gesamtstrom wesentlich höher liegt und der Generator bei Schaltstellung „Halt" bzw. „Wiedergabe" noch nicht zu schwingen beginnt.

Für Tr_{50} wurde ein Ferritschalenkern mit dreiteiligem Spulenkörper (Ferritschalenkern mit Schraubabgleich und Halterung komplett, Nenngröße 28, Material Manifer 163, VEB Keramische Werke Hermsdorf) verwendet. Die für diesen Ferritschalenkern nötige Spulenwicklung wird in nachfolgender Tabelle angegeben.

Spulenwicklung für Tr_{50}

Bezeichnung	Windungszahl	Durchmesser in mm (CuL)	Bemerkungen
L_1	2 × 156	0,22	(Mittelanzapfung)
L_2	350	0,12	
L_3	12	0,25	

Der Aufbau der Spulen erfolgt nach Bild 12. Die Wicklung der Spule L_1 beginnt am Anschluß 8. Mit einem Viertel der Windungszahl von L_1 wird die erste Kammer zur Hälfte gefüllt, mit dem zweiten Viertel die zweite Kammer. Die nun erreichte Mittelanzapfung der Spule L_1 (156 Wdg.) wird als Anschluß 6 herausgeführt. Ohne Unterbrechung des Drahtes nach dem Auflegen einer Lage Lackpapier auf die bisher aufgebrachten Wicklungen werden die restlichen Windungen auf die zweite und erste Kammer gewickelt. Die Endherausführung ist der Anschluß 7.

In die dritte Kammer wird die Spule L_2 aufgebracht und nach Zwischenlage von Lackpapier die Spule L_3 darüber gewikkelt. Die Wicklungen aller Spulen sollen fest und lagenweise ausgeführt sein. Die benachbarten Anschlüsse von L_2 und L_3 sind zu verbinden und ergeben den Anschluß 4. Die Anschlüsse 6, 7 und 8 müssen gut isoliert sein, da sie auf Anodenspannungspotential liegen. Die geschliffenen Flächen der Schalenkernhälften sollen ohne Luftspalt fest aufeinander liegen.

Lautsprecherabhörverstärker

Die Schaltung des Abhörverstärkers zeigt Bild 13. Bei einem Koffergerät findet Tr_2 und $Rö_5$ auf dem Entzerrerchassis neben dem Trafo Tr_{50} ausreichend Platz. Das Potentiometer R_{110} für die Regelung der Eingangsspannung wird anstelle des Tonblendereglers rechts in den Ausschnitt der Abdeckplatte als Rändelpoti eingesetzt. Die Leitungen zu R_{110} sind abzuschirmen. Ebenso ist die Leitung von R_{111} zu Bu_2, Anschluß 3 mit kapazitätsarmer Leitung abgeschirmt zu verlegen. Die Heizung der Röhre $Rö_5$ wird an $St_{5/4}$ und $St_{5/5}$ angeschlossen; die Anodenspannungsversorgung erfolgt von $St_{5/8}$.

Soll $Rö_5$ auch zur Abhörkontrolle bei Aufnahmen Verwendung finden, so ist R_{111} nicht mit Bu_2, sondern mit der Anode der Röhre $Rö_{2/II}$ (Anschlußpunkt des C_{60}) zu verbinden.

Bei Mikrofonaufnahmen neben dem Tonbandgerät muß dann das Potentiometer R_{110} wegen auftretender akustischer Rückkopplung zugeregelt werden.

Wir lernten kennen:

Noch einmal – Tonbandgerät BÄNDI

Im Heft 11 radio und fernsehen 13 (1964), H. 11, S. 348 und 349, veröffentlichten wir bereits eine Gerätebeschreibung und einen Testbericht über das von der Fa. Pouva KG in Freital gefertigte Tonbandgerät BÄNDI. Auf diesen Beitrag hin erhielten wir von Herrn Ing. Karl Pouva und vom Versandhaus Leipzig Protestschreiben des Inhalts, daß unser Testbericht unsachlich und zu negativ gewesen und daß das dem Bericht zugrundeliegende Testgerät nur ein nicht voll funktionsfähig gewesenes Ansichtsmuster gewesen sei. Wir haben daraufhin nochmals an drei verschiedenen Geräten einen gründlichen Test durchgeführt. Alle drei Geräte wurden zunächst im Labor durchgemessen, hiernach von verschiedenen Personen voneinander unabhängig mehrere Wochen in Alltagsgebrauch genommen und anschließend erneut labormäßig untersucht. Hiermit glauben wir eine in jeder Weise von Zufallsmomenten unabhängige objektive Beurteilung vorgenommen zu haben.

Gegenüber dem seinerzeit getesteten Gerät wurden inzwischen einige geringfügige Änderungen vorgenommen, die das von uns damals Gesagte unterstreichen. So wurden einige der Kunststoffteile des Antriebsmechanismus inzwischen gegen Metallteile ausgetauscht, der Antriebsriemen geändert, und auch die Schaltung wurde geringfügig abgeändert.

Wir beanstandeten seinerzeit am BÄNDI den ungenügenden Frequenzgang und Fremdspannungsabstand sowie die mechanisch zu weit vereinfachte Konstruktion. Hinsichtlich der elektrischen Eigenschaften sind die neuen Geräte um einiges verbessert, jedoch sind die mechanischen Mängel nach wie vor vorhanden. Da der Antrieb mit einem ungeregelten billigen 6-V-Spielzeugmotor erfolgt, weist

der Motor ein hartes Polspringen auf, das in die Gleichlaufeigenschaften eingeht. Auch die drei neuen Testgeräte wiesen noch beträchtliche Gleichlaufschwankungen auf, so daß von dieser Seite her gesehen ein Gerät nur bedingt, die beiden übrigen gar nicht für Musikaufnahmen geeignet waren. Für Sprachzwecke reicht der Gleichlauf bei allen drei Geräten jetzt aus. Zu erwähnen ist, daß BÄNDI jetzt nur noch mit der einen Geschwindigkeit 9,5 cm/s ausgeführt ist. Die zweite Geschwindigkeit von 4,75 cm/s, die sich in unserem früheren Test bereits als unbrauchbar erwies, ist inzwischen weggefallen, da sie offensichtlich konstruktiv nicht zu beherrschen war.
Die tatsächlichen Bandgeschwindigkeiten der drei Testgeräte betrugen:

Gerät 1: 10,0 cm/s über die ganze Bandlänge,

Gerät 2: 9,55 cm/s über die ganze Bandlänge,

Gerät 3: 9,6 cm/s am Spulenanfang, 9,45 cm/s am Spulenende. Dieses Gerät ergab nach einer Erprobungszeit von 40 Stunden eine Bandgeschwindigkeit von 10,1 cm/s über die ganze Bandlänge. Ursache war der dejustierte Motor-Treibriemen, der von der Lauffläche des Triebrades auf dessen Rand übergelaufen war und das Profil des Randes angenommen hatte.

Ein Austausch der auf diesen Geräten aufgenommenen Bänder untereinander erwies sich demgemäß als nicht zweckmäßig.

Zur mechanischen Konstruktion sei gesagt, daß von den drei Geräten nur eines die mehrwöchige Erprobungszeit ohne Reparaturen überstand. Es kam in zwei Fällen zum Ausbrechen von Befestigungsschrauben aus dem Kunststoff, bei einem vierten, nicht in diesen Test einbezogenen Gerät, zum Ausbrechen einer der Tragriemen-Haltenieten mit Sturz und Totalschaden des Gerätes. Testgerät 2 zeigte Aussetzerscheinungen (Kontaktunsicherheiten), Testgerät 3 Ausfall des Rücklaufes durch Kontaktstörung und Ausfall der Löschung durch Dejustierung der Löschkopfhalterung. Die bereits früher beanstandete Konstruktion des zentralen Schiebeschalters erwies sich auch hier wieder mechanisch den Dauerbeanspruchungen nicht gewachsen. Außerdem ist die Funktionssicherheit des Schalters infolge einer mangelhaften 0-Stellenrastung nicht ausreichend.
Testgerät 2 wurde 40 Stunden im Dauerbetrieb benutzt. Danach wurde ungewöhnlich starker Bandabrieb (staubförmige Bandschichtpartikel) festgestellt, der eine gründliche Reinigung der bandführenden Teile erforderlich machte. Der Tonkopf zeigte nach dieser Zeit bereits merkliche Einschliffspuren im Spiegel. Insgesamt unterstreichen diese Ergebnisse unsere bereits früher geäußerten Bedenken zur mechanischen Grundkonzeption. Abgesehen vom nach wie vor mangelhaften Gleichlauf fiel die elektrische Prüfung günstiger aus. Der Frequenzgang konnte merklich verbessert werden und hält jetzt – über Band gemessen – die DAMW-Vorschriften für Sprachaufzeichnungsgeräte (Frequenzumfang 300 bis 3000 Hz —5 dB) ein. Der Frequenzgang war bei allen drei Geräten in diesem Bereich ohne wesentliche Höcker. Ein Abfall von —5 dB wurde mit Gerät 2 bei 300 Hz und 3,2 kHz, mit Gerät 1 und 3 bei 230 Hz und 4 kHz bzw. 5,2 kHz erreicht. Der Fremdspannungsabstand (Rauschabstand) betrug bei allen Geräten etwa 30 dB, was für Diktierzwecke als ausreichend anzusehen ist. Die maximale Ausgangsleistung betrug bei den Geräten 1 und 2 150 mW und bei dem Gerät 3 110 mW. Der Klirrfaktor bei der halben maximalen Ausgangsleistung und 800 Hz lag bei allen Geräten um 15···17%.
Die subjektive Beurteilung ergab, daß BÄNDI in der uns jetzt vorgelegten Form als Sprachaufzeichnungsgerät (für Diktierzwecke) durchaus geeignet ist, jedoch streuen die Exemplareigenschaften noch so sehr, daß Musikaufnahmen allenfalls mit günstig tolerierten Geräten und nur für leichte anspruchslose Unterhaltungsmusik möglich sind. Günstigenfalls ist etwa die Wiedergabequalität kleiner Taschenempfänger („Sternchen" oder „Mikki") erreichbar. Da auch die mechanische Zuverlässigkeit nach wie vor noch sehr zu wünschen übrig läßt, dürfte die bereits früher vom Hersteller selbst gegebene Klassifikation „mechanisches Spielzeug" den Anwendungsbereich noch am ehesten umreißen.
Unseren Standpunkt zu dieser Geräteentwicklung drückt bereits die redaktionelle Nachbemerkung zum Testbericht im Heft 11 (1964) aus, er wird durch die neuen Testergebnisse erhärtet.

Ein kleines Elektronenblitzgerät zum Selbstbau

WOLFGANG HIRSCH

Allgemeines

Das nachfolgend beschriebene Gerät sollte im Taschenformat gehalten werden, um jederzeit bei ungünstigen Lichtverhältnissen greifbar zu sein. Auf Grund seiner geringen Abmessungen und des niedrigen Gewichtes stellt es im Verhältnis zu normalen Amateurgeräten keine zusätzliche Belastung bei der Motivsuche dar.
Der geringe Aktionsradius (Leitzahl, Blitzfolge) stört im allgemeinen weniger, da viele der Aufnahmen in Entfernungen von 2···4 m gemacht werden und dafür die Leistung des Gerätes durchaus zufriedenstellend ist. Für höhere Ansprüche ist dieses Blitzgerät allerdings weniger geeignet. Um die notwendige Spannung für die Blitzröhre zu erreichen, wurde ein Gleichspannungswandler (Transverter) in Gegentaktschaltung mit Transistoren verwendet. Durch den Wegfall des Zerhackers wird das Gerät wartungsfrei und die Störanfälligkeit auf ein Minimum beschränkt. Die Transistoren arbeiten als automatischer Schalter, der über eine Rückkopplung gesteuert wird.

Schaltung

Die Widerstände R_1 und R_2 bilden den Basisspannungsteiler der Transistoren T_1 und T_2 (Bild 1). Mit diesen Widerständen wird der maximal zulässige Kollektorstrom eingestellt. Der Kondensator C_1 verringert die Schaltzeiten und somit die auftretende Verlustleistung der Transistoren, da bei der induktiven Belastung durch den Übertrager $Ü_1$ während der Schaltzeit, Übergangszeit von A nach B (Bild 2), die Leistung über der Hyperbel P_{max} analog der gestrichelten Linie von A nach B liegt. Die Arbeitspunkte A und B entsprechen der „Ein"- und „Aus"-Stellung des Transistors als Schalter. Im Punkt A ist der Durchlaßwiderstand sehr gering, der Strom kann hier den Spitzenwert $\hat{i}_C$ erhalten. Im Arbeitspunkt B ist der Transistor gesperrt. Der dabei fließende Sperrstrom I_C sollte in diesem Punkt gleich dem Kollektorreststrom I_{CEO} sein. Er müßte im Ausgangskennlinienfeld weit nach rechts geschoben werden, wodurch mit der höheren Spannung U_{CE} die Ausgangsleistung heraufgesetzt wird. Den geringsten Aufwand für den Übertrager $Ü_1$ und eine niedrige Primärinduktivität L erhält man bei der Wahl einer hohen Schwingfrequenz. Dabei muß die Grenzfrequenz des Transistors beachtet werden.
Die an der Primärwicklung w_1 liegende Rechteckspannung wird im Übersetzungsverhältnis ü auf die Sekundärwicklung w_2 übertragen. Der Kondensator C_2 soll vor Spannungsspitzen schützen. Die Gleichrichter Gr_1 und Gr_2 sowie der Kondensator C_3 bilden die Spannungsverdopplerschaltung zur Ladung des Kondensators C_4 (Blitzelko) mit der erforderlichen Spannung. Die Widerstände R_3 und R_4 dienen

Technische Daten

Energie:	6,25 Ws
Leitzahl:	18 (21/10° DIN) – 14 (17/10° DIN)
Batterie:	4,5 V (3 Stabelemente)
Blitze pro Batterie:	siehe Bild 7
Blitzfolge:	60 (30) s
Abmessungen:	100 × 70 × 31 mm
Masse:	300 g

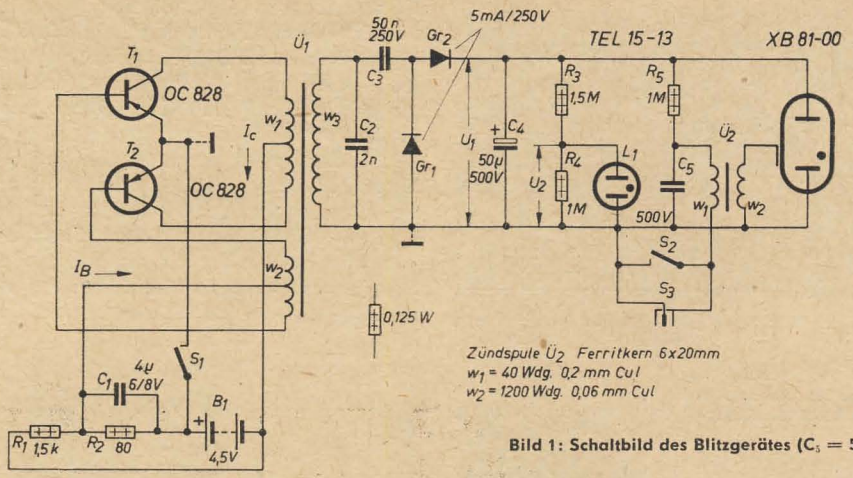


Bild 1: Schaltbild des Blitzgerätes (C_5 = 50 n)

als Spannungsteiler zur Einstellung der Zündspannung der Glimmlampe L_1, deren Brennspannung U_2 mit Erreichen der gewünschten Ladespannung U_1 des Kondensators C_4 zusammenfallen muß (Bereitschaftsanzeige). Über den Widerstand R_5 wird der Zündkondensator C_5 aufgeladen. Bei Schließen des Kamerakontaktes (Synchronanschluß S_3) oder des Drückers S_2 wird der Kondensator C_5 über die Primärwicklung w_1 der Zündspule $Ü_2$ entladen. Hierdurch liefert w_2 eine Zündspannung an die Hilfselektrode der Blitzröhre L_2, so daß das Edelgas in der Blitzröhre ionisiert und der Kondensator C_4 sich „blitzartig" über L_2 entladen kann.

Schaltungsberechnung

Die Energie des Gerätes soll 6,25 Ws betragen.

Gewählte Anodenspannung $U_a = 500$ V.

$$E = \frac{U^2}{2} \cdot C \quad \text{in Ws}$$

$$C = C_4 = \frac{E}{U^2} \cdot 2 = 50\ \mu F$$

Zur Erprobung der Schaltung wurde der Transistor OC 824 verwendet, dessen Ausgangskennlinienfeld im Bild 2 wiedergegeben ist. Dieser Transistortyp hat im wesentlichen die gleichen Grenzwerte wie der günstigere Typ OC 828, so daß die erwarteten Ergebnisse dieses Gerätes ähnlich wie bei der Anwendung des OC 828 liegen. Der Transistor OC 828 ist als Schalttransistor für diesen Zweck besser geeignet, da mit der größeren Spannung $U_{CE\,max} = 33$ V der Arbeitspunkt B im Kennlinienfeld beträchtlich weiter nach rechts verschoben werden kann. Die so erreichbare höhere Ausgangsleistung setzt

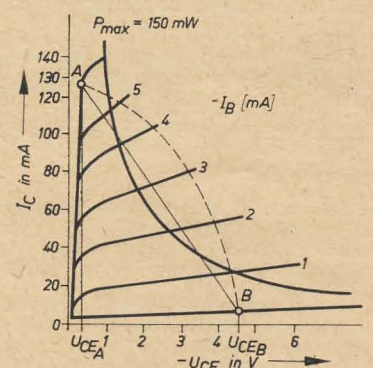


Bild 2: Kennlinienfeld des OC 824

aber voraus, daß die erforderliche Batteriespannung zur Verfügung steht. Zu Gunsten eines geringeren Platzbedarfes wurde auf die Ausnutzung dieser Ausgangsleistung verzichtet.

Zur Stromversorgung wäre die 9-V-Sternchen-Batterie zu empfehlen, deren Abmessungen (etwa 30 × 25 × 70 mm) für dieses Gerät vorteilhaft sind. Die elektrischen Kennwerte dieser Batterie führen zu einer höheren Leistung und damit zu kürzeren Wiederaufladezeiten des Blitzkondensators. Der Anschaffungspreis dieser Batterie ist allerdings höher als der dreier Stabzellen, die darum auch in der Rechnung berücksichtigt wurden.

Die zur Anwendung kommenden Transistoren können durchaus sogenannte „Bastlertypen" sein.

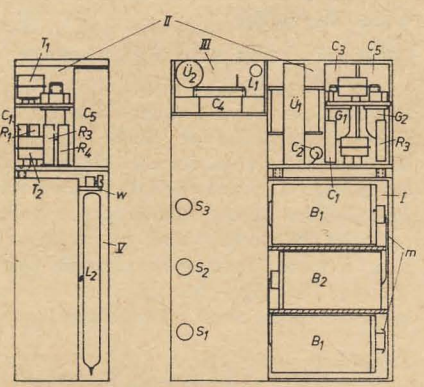


Bild 3: Aufbau des Gerätes

Gewählte Daten zur Berechnung des Gleichspannungswandlers:

Batteriespannung	$U_B = 4{,}5$ V
Ausgangsspannung	$U_s = 250$ V
Schwingfrequenz	$f = 2000$ Hz
Wirkungsgrad	$\eta = 0{,}8$
Transistoren	OC 828 (Pärchen)

Aus dem Ausgangskennlinienfeld des Transistors OC 828 in Emitterschaltung entnommene Werte für den Arbeitspunkt A:

$-I_C = 135$ mA
$-U_{CE} = 1$ mA
$-I_B = 5$ mA
$-U_{BE} = 0{,}38$ V

Damit ergibt sich die maximale Ausgangsleistung von

$$N_a = i_c \cdot U_B \cdot \frac{\eta}{1{,}2} = 0{,}405\ W$$

und somit ein Kernquerschnitt von

$$q \approx \sqrt{N_a} = 0{,}635\ cm^2$$

Es wurde ein Ferritkern EE 30 gewählt mit einem Kernquerschnitt von $q = 0{,}42$ cm², da die Beziehung

$$q = \sqrt{N_a}$$

für den Transverterbetrieb etwas zu hohe Werte ergibt. Die Induktion beträgt $B = 2300$ Gauß.

Mit der Transformatorgleichung

$$U = 4 \cdot B \cdot f \cdot q \cdot w \cdot 10^{-8}\ \text{in V}$$

erhalten wir die Primärwindungszahl:

$$w_1 = \frac{U_1}{4 \cdot B \cdot f \cdot q} \cdot 10^8 = 45\ \text{Wdg.}$$

U_1 ist hierbei $U_1 = U_B - U_{CE}$ im Arbeitspunkt A.

Mit dem Rückkopplungsverhältnis

$$\frac{w_1}{w_2} = \frac{U_1}{2 \cdot U_{BE}} = 4{,}6$$

ergibt sich

$$w_2 = \frac{w_1}{4{,}6} = 10\ \text{Wdg.}$$

Die sekundäre Windungszahl erhalten wir aus

$$\frac{w_3}{w_1} = \frac{U_s}{U_1} = 71{,}5$$

$$w_3 = 3220\ \text{Wdg.}$$

Mit einer gewählten Stromdichte von $s = 2{,}5$ A/mm² ergeben sich die Drahtdurchmesser:

$d_1 = 0{,}3$ mm ∅ CuL
$d_2 = 0{,}1$ mm ∅ CuL
$d_3 = 0{,}06$ mm ∅ CuL

Diese Drahtdurchmesser sind gegenüber den theoretischen Werten etwas größer gewählt, da der vollständig entladene Kondensator C_4 einen sehr niedrigen Abschlußwiderstand bildet und zunächst ein sehr hoher Strom fließen muß, der dann mit steigender Ladespannung entsprechend einer e-Funktion abfällt.

Der Basiswiderstand R_2 ergibt sich aus

$$R_B = \frac{U_{BE}}{I_B} = 76\ \Omega \quad \text{(gewählt 80 Ω)}$$

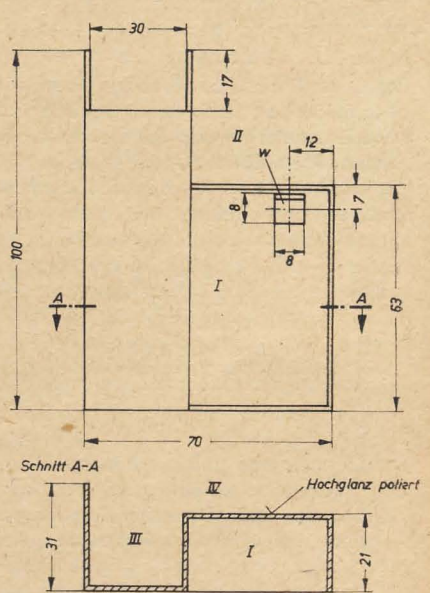


Bild 4: Maße des Chassis

mit einer Leistung

$$N = U_{BE} \cdot I_B \approx 2\ mW$$

Dieser Widerstand sollte regelbar ausgeführt sein, um evtl. Abweichungen des Arbeitspunktes korrigieren zu können.
Als Kontrollampe zur Anzeige der erreichten Ladespannung wurde die Glimmlampe TEL 15-13 gewählt. Die Zündspannung dieser Lampe ist mit 200 V, die mittlere Stromaufnahme mit 0,15 mA gemessen worden.

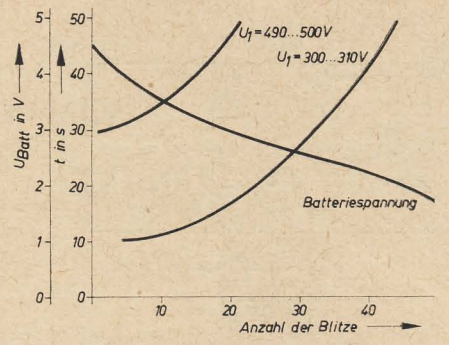


Bild 6: Anzahl der Blitze in Abhängigkeit vom Batteriezustand

Die Wiederaufladezeit (Blitzfolge) wurde mit dieser Veränderung von 60 auf 30 bis 35 s herabgesetzt. Die Ladespannung U_1 des Kondensators C_4 wurde nach dieser Leistungserhöhung in Abhängigkeit von der Zeit im Bild 5 dargestellt.
Nach einem pausenlosen Betrieb von 50 Blitzen, also ohne Batterieerholung, war die Spannung U_{Batt} auf 1,65 V abgefallen (Bild 6). Mit dieser restlichen Batteriespannung ist jedoch nicht mehr die volle Energie des Gerätes zu erreichen. Während dieses Betriebes veränderte sich die

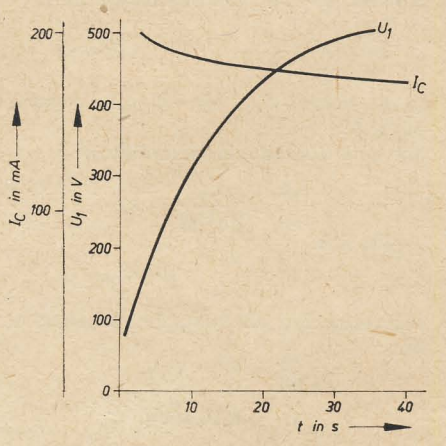


Bild 5: U_1 und I_C als Funktion der Zeit

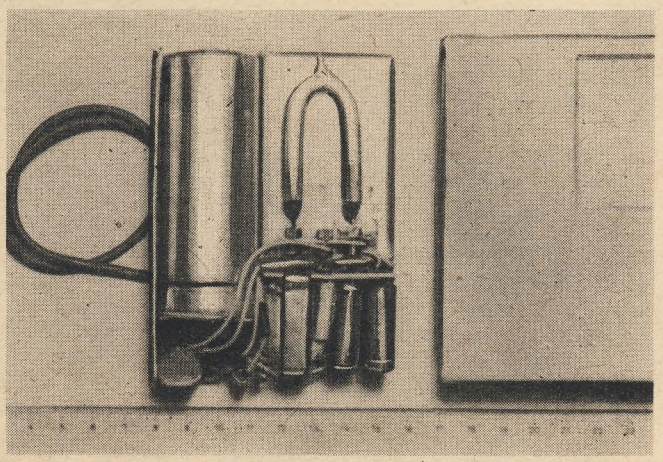


Bild 7: Innenansicht des Gerätes

$$\frac{U_1}{U_2} \triangleq \frac{R_3 + R_4}{R_4} = 2{,}5$$

$$R_3 = 1{,}5 \cdot R_4$$

Der Widerstand R_4 wurde mit 1 MΩ (etwa 30 mW) gewählt. Somit ergibt sich der Widerstand R_3 = 1,5 MΩ (etwa 90 mW).
Da die Zündpunkte der einzelnen Glimmlampen voneinander abweichen, ist es zweckmäßig, den Widerstand R_4 regelbar auszuführen und dann gegebenenfalls den so gefundenen Widerstandswert durch einen Festwiderstand zu ersetzen.
Bild 3 zeigt den Aufbau des Gerätes, das aus vier Baugruppen besteht. Das Chassis wurde aus 1-mm-Blech aufgebaut. Bild 4 gibt die Abmessungen und die Form des Chassis an. Die römischen Zahlen I–IV markieren die Lage der folgenden Baugruppen:

I) Batterieaufnahme

Dieser im Chassis entstandene Raum wird allseitig isoliert (z. B. durch Bekleben mit Isolationsmaterial) und mit kleinen eingesetzten Metallstreifen (m) versehen, die der Reihenschaltung der Stabelemente und der Verbindung mit dem Gerät dienen.

II) Gleichspannungswandler, Gleichrichtung, Spannungsteiler und Zündkondensator

III) Aufnahme für Blitzelko, Zündspule und Bereitschaftsanzeige

Die Glimmlampe und die Zündspule werden freitragend eingelötet. Bei der Herstellung der Zündspule sind Windung an Windung auf einen Ferritkern und nach jeder Lage zwei Lagen Isolationspapier 0,05 mm zu wickeln. Anschließend wird diese Spule mit Wachs vergossen.

Die durch die zylindrische Form des Kondensators zwischen diesem Bauelement und dem Chassis entstehenden Leerräume werden für die Unterbringung der Schalter S_1, S_2 und S_3, sowie für die Verkabelung der einzelnen Baugruppen untereinander vorgesehen.

IV) Reflektor und Blitzlampe (XB 81-00)

Der an dieser Stelle zwischen Chassis und Gehäuse verbleibende Raum von etwa 60 × 40 × 10 mm bildet die Blitzlampenaufnahme. Die als Reflektor dienende Metallfläche ist auf Hochglanz zu polieren. Die Blitzlampe wird an einen aus dem Chassis herausgebrochenen Winkel (w) befestigt, der gleichzeitig das negative Potential an diese Lampe legt.

Erprobung

Das nach der Berechnung aufgebaute Gerät wurde einer Erprobung unterzogen. Wie bereits erwähnt, wurde dabei der Transistor OC 824 eingesetzt. Die erreichte Blitzfolge lag bei etwa 60 s. Diese Zeit, die mit fallender Batteriespannung ansteigt, erschien als nicht zufriedenstellend. Darum wurde im Versuchsgerät der Widerstand R_2 dahingehend verändert, daß sich ein Kollektorstrom von annähernd 200 mA einstellte. Wie Bild 5 zeigt, beträgt dieser Strom I_C nach erreichter Ladespannung noch 175 mA. Die Überschreitung des Grenzwertes $I_{C\,max}$ auf 200 mA ist mit einer Erhöhung der Sperrschichttemperatur verbunden. Damit wird die Lebensdauer des Transistors stark vermindert. Da dieses Gerät aber nicht im Dauerbetrieb, sondern in der Regel nur kurzzeitig eingesetzt wird, kann mit einer relativ hohen Zahl an Betriebsstunden gerechnet werden.

Blitzfolge von 10 auf 50 s nach 44 Blitzen (U_1 = 300···310 V). Die damit erzielbare Leitzahl entspricht nur 1/3 der für die volle Energie angegebenen Zahl. Darum macht es sich erforderlich, nach maximal 30 Blitzen die Batterien auszuwechseln, da nach dieser Belastung die Wiederaufladezeit des Kondensators C_4 von 30 auf 60 s angestiegen ist (U_1 = 490···500 V).
Der Elektrolytkondensator C_4 kann selbst noch Anlaß geben, daß die Spannung U_1 nicht in der angegebenen Zeit erreicht wird. Für diesen Fall ist dieser Kondensator zu formieren oder auszuwechseln.

Leitzahl

Zur Ermittlung der Leitzahl werden einige Probeaufnahmen gemacht. Dazu wurde ein Objekt in einem Abstand von z. B. 3 m mit sämtlichen Blenden aufgenommen. Das Objekt wird dazu am günstigsten vor einer Wand fotografiert. Aus den entwickelten Negativen wird das richtig belichtete ausgesucht. Die dabei verwendete Blende, multipliziert mit dem Abstand, ergibt die Leitzahl. Ist zum Beispiel das Objekt mit der Blende 4 aufgenommen und als richtig belichtet bezeichnet, so erhalten wir die Leitzahl 4 × 3 = 12.
Mit der Beschreibung dieses Elektronenblitzgerätes dürfte auch der Lösungsweg für die Berechnung und den Bau leistungsstärkerer Blitzgeräte gegeben sein.

Literatur

[1] Schaltbeispiele. Siemens-Halbleiterbauelemente Ausgabe April 1958.
[2] Technische Mitteilungen des Institutes für Halbleitertechnik. Leistungs-Transverter mit dem OC 833.
[3] Rint, C.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker. I. Band, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH
[4] Schrader, H.: Blitzlicht von Heute. VEB W. Knapp Verlag – Halle (Saale) 1955

Fotoelektrisches Meßgerät zur Geschwindigkeitsmessung von Fahrzeugen

Dr.-Ing. W. MÜLLER
Dipl.-Ing. J. JANSON
cand. ing. E.-E. KNUST

Mitteilung aus dem Institut für Fernmeldewesen und Hochfrequenztechnik der Universität Rostock

Auswahl des Meßwandlerprinzips

Zur Gewinnung des Geschwindigkeitsmeßwertes sind bisher vielfältige Wandlerprinzipien bekannt geworden. So werden benutzt:

1. Annäherungsschalter (Änderung des elektrischen oder magnetischen Feldes)
2. Pneumatische Wandler (ausgelegte Druckschläuche)
3. Elektrische Kontaktgeber (Druckschalter)
4. Fotoelektrische Wandler (Lichtschranken)
5. Dopplereffekt bei
   a) elektromagnetischen Wellen (Höchstfrequenztechnik, CW-Radar)
   b) Schallwellen

Die genannten Meßverfahren erfüllen alle die Aufgabe „Geschwindigkeitsmessung", besitzen jedoch störende Nachteile, die in unterschiedlichem Maße auftreten.

Die unter 1. genannten Verfahren erfordern wegen des nicht genau definierten Einsatzpunktes eine relativ lange Meßstrecke (20 · · · 50 m). Damit kann nur eine mittlere, nicht aber die Momentangeschwindigkeit gemessen werden.

Dieser Nachteil läßt sich bei den Wandlern nach 2. und 3. vermeiden. Außerdem gestatten sie die Messung des Verkehrs in einer (!) Richtung. Störungen sind nur durch Überholverkehr zu befürchten. Dafür sind diese Wandler sehr störanfällig gegen mechanische Beschädigungen.

Die mit dem Dopplereffekt arbeitenden Verfahren ([11], [12], [14] und [15]) erfordern einen erheblichen Aufwand an Bauelementen der Höchstfrequenztechnik. Außerdem ist ein relativ großer Abstand zwischen den anzumessenden Fahrzeugen notwendig. Fahrzeuge des Gegenverkehrs werden gleichfalls angemessen.

Die Verwendung von Lichtschranken (4.) bietet den Vorteil einer kurzen Meßstrecke. Im einfachsten Fall – wie er bei mobilen Meßaufbauten auch vorliegt – werden dazu die Lichtquellen auf der einen Straßenseite, die Empfänger auf der anderen Seite aufgestellt. Die damit möglichen Fehlmessungen durch gleichzeitig in den Meßraum einfahrende Fahrzeuge sind zahlenmäßig sehr gering. Praktische Betriebserprobungen bestätigen diese Überlegung.

Als Meßwandler werden daher Lichtschranken ausgewählt. Die Geschwindigkeitsmessung wird mithin auf eine Zeitmessung zurückgeführt. Da die Meßstrecke konstant ist, läßt sich die Zeitanzeige in Geschwindigkeit umeichen.

Gerätekonzeption

Für den Entwurf des Gerätes wurde im Interesse eines niedrigen Preises und einfacher Fertigung darauf geachtet, möglichst nur industriell gefertigte Bausteine und Geräte zu verwenden. Damit entfällt die digitale Anzeige, wie sie z. B. in [5] vorhanden ist und die umfangreiche Schaltungswicklungen erfordert. Den Aufbau im Blockschaltbild zeigt Bild 1. Als Geber fanden handelsübliche Lichtschranken Verwendung. Zur Zeitmessung wurde ein industriell gefertigter Kurzzeitmesser benutzt, der als Einheit konstruktiv in den Aufbau einbezogen wird. Die Anzeigeskala wird in km/h geeicht. Die Steuerschaltung hat folgende Aufgaben zu erfüllen:

Bild 1: Blockschaltbild der Meßanordnung

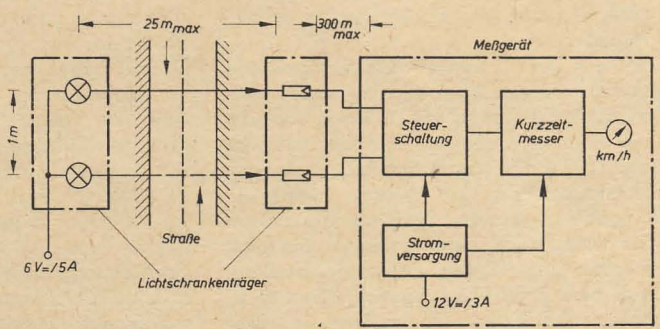


Bild 2: Übersicht über die logischen Verknüpfungsschaltungen

Bezeichnung	Ersatzschaltbild mit Kontakten	symbolisches Schaltbild	mathematische Beschreibung
„und"	x_1 x_2 A	x_1 x_2 A	$F(A) = x_1 \& x_2$
„oder"	x_1 x_2 A	x_1 x_2 A	$F(A) = x_1 \vee x_2$
„nicht"	$\bar{x}$ A	x $\bar{x}$	$F(A) = \bar{x}$

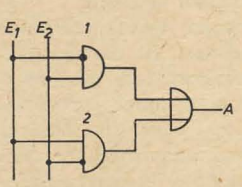


Bild 3: Prinzip der Steuerschaltung

1. Verstärkung der elektrischen Signale der Lichtschranken
2. Erzeugung eines rechteckförmigen Spannungsimpulses, dessen Länge gleich der Fahrzeit des Kfz durch die Meßstrecke ist
3. Messung der Geschwindigkeit in wahlweise einer oder in beiden Verkehrsrichtungen
4. Blockierung der Meßeinrichtung für weitere Messungen von Beginn bis zum Ende einer Messung und Ablesung der Geschwindigkeit
5. Löschung des Meßwertes und Freigabe der Meßanordnung für eine neue Messung im automatischen Betrieb oder Handbetrieb
6. Simulieren einer Geschwindigkeit von 50 km/h zur Funktionsprüfung der Anordnung

Das Gerät wurde für Batteriebetrieb (12 V) ausgelegt. Die benötigten Hilfsspannungen wurden von der Baugruppe „Stromversorgung" mit Hilfe eines Transistorwechselrichters erzeugt. Die beiden Fotodioden mit Optik und die beiden Lichtquellen werden je auf einen Geräteträger angeordnet.

Gerätebeschreibung

Als Meßwertgeber wurden „Visomat" Lichtschranken „SFK/EFK" ausgewählt, die eine Reichweite von 25 m besitzen und mit Fotodioden FD 20 ausgerüstet sind. In Helldunkelsteuerung sind diese Dioden in der Lage, einen Negator des Translog-Systems als Schalter zu betätigen (Diode in Sperrichtung zwischen N 12 und E gelegt).

Zur Zeitmessung und Geschwindigkeitsanzeige wurde der „Universalkurzzeitmesser MT I" (Clamann & Granert, Dresden) verwandt, der u. a. die Dauer der Messung von Rechteckimpulsen mit Spannungen von 5 · · · 100 V im Bereich von 3 · · · 1000 ms mißt.

Für die Schaltung zur Steuerung des Kurzzeitmessers wurden die vom VEB EAW Berlin-Treptow hergestellten Translog-Bausteine [6] verwendet. Sie arbeiten mit binären Ja-Nein-Aussagen. Die wichtigsten Bausteine und ihre Funktionen sind im Bild 2 zusammengestellt.

Zur Berechnung der Steuerschaltung mit Hilfe der Schaltalgebra stellt man folgende Wahrheitstabelle auf:

x_1	x_2	A
0	0	0
0	L	L
L	0	L
L	L	0

Daraus erhält man die Beziehung

$$F(A) = (\bar{x}_1 \,\&\, x_2) \vee (x_1 \,\&\, \bar{x}_2) \qquad (1)$$

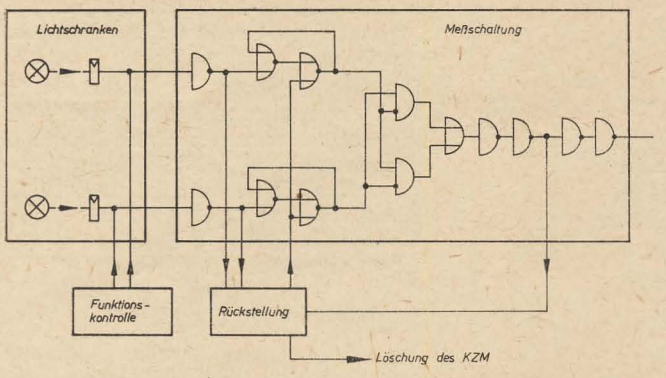


Bild 4: Gesamt-Prinzipschaltbild der Steuerschaltung

Das ist eine Grundfunktion mit dem Symbolschaltbild nach Bild 3. Gelangt an E_1 ein L-Signal, so wird am Ausgang des „und"-Gatters 2 ein L-Signal entstehen, da durch Negation des Null-Potentials von E_2 zwei L-Signale am „und"-Eingang liegen. Am Ausgang des „oder"-Gatters kann die Spannung abgenommen werden. Entsteht nun auch an E_2 ein L-Signal, so wird durch Negation am „und"-Glied 2 das Ausgangssignal verschwinden. Das Gleiche geschieht in umgekehrter Weise an dem „und"-Gatter 1, wenn zuerst an E_2 eine Spannung liegt. Daraus ist ersichtlich, daß es völlig gleichgültig ist, von welcher Lichtschranke das erste Signal kommt. Es ist also möglich, die Geschwindigkeit von Fahrzeugen zu messen, unabhängig davon, in welcher Richtung die Lichtschranken durchfahren werden.

Bei der Berechnung der Schaltung wurde davon ausgegangen, daß die erste Lichtschranke so lange ein L-Signal abgibt, bis die zweite unterbrochen wird. Das ist aber z. B. bei einem Krad nicht immer gewährleistet. Deshalb wurden hinter die Eingangsnegatoren Speicher geschaltet. Sie halten das Eingangssignal bis eine Rückstellung R erfolgt und verhindern, daß eine neue Messung eingeleitet wird, bevor die Rückstellung erfolgt ist. Das neue Ergebnis würde sonst zu dem alten auf dem Kurzzeitmesser addiert.

Für eine automatische Rückstellung sind zwei Faktoren bestimmend: die Darstellzeit und die Fahrzeugart. Eine neue Messung darf nur dann beginnen, wenn das Ergebnis abgelesen oder automatisch registriert ist. Bei sofortigem Löschen der Speicher nach Messung der Fahrzeit können durch andere Fahrzeuge beide oder nur eine Lichtschranke verdunkelt sein. Sind beide Lichtschranken verdunkelt, so entsteht an den Ausgängen der Speicher ein L-Signal, und eine neue Messung kann nicht beginnen. Ist nur eine verdunkelt, so wird an einem Speicher L-Signal entstehen und eine Spannung am Ausgang auftreten, die erst durch ein zweites Fahrzeug verschwindet. Die eingebaute Rückstellung kann wahlweise automatisch oder von Hand erfolgen. Die automatische Rückstellung bewirkt, daß nach der notwendigen Ablesezeit t_1 des Meßergebnisses dessen Löschung auf dem Kurzzeitmesser erfolgt. Nach einer weiteren Zeit t_2, wenn der Kurzzeitmesser wieder betriebsfähig ist, erfolgt die Rückstellung der Speicher.

Zur Anpassung der Steuerschaltung an das Kurzzeitmeßgerät und zur Aussteuerung der Rückstellung wurden noch zwei Verstärker zur Signalauffrischung hinter das „oder"-Gatter geschaltet. Außerdem wurde noch eine Funktionskontrolle eingebaut. Sie simuliert elektronisch anstelle der Lichtschrankenunterbrechung die Durchfahrt eines Fahrzeuges mit einer Geschwindigkeit von 50 km/h. Damit kann man überprüfen, ob das Meßgerät funktionsfähig ist. Bild 4 zeigt das Gesamtprinzipschaltbild.

Die Auswahl der Meßstrecke wurde nach folgenden Gesichtspunkten vorgenommen:

Um die Fehler durch Gegen- und Überholverkehr (Überschneidungen in Höhe der Lichtschranken) weitestgehend zu vermeiden, muß der Abstand möglichst klein sein.

Um bei gegebener absoluter Unsicherheit der Zeitmessung den relativen Fehler klein zu halten, muß die Meßstrecke groß gewählt werden.

Die interessierenden Geschwindigkeitsbereiche von Fahrzeugen (um 30, 50, 60, 90, 100 km/h) müssen in einem günstigen Fehler- und Ablesebereich liegen. Auf der sich ergebenden hyperbolischen Geschwindigkeitsskala müssen alle interessierenden Geschwindigkeiten in einem möglichst gespreizten Gebiet liegen.

Nach eingehenden Untersuchungen wurde ein Lichtschrankenabstand von 1 m gewählt. Die zugehörige Skala ist für zwei Geschwindigkeitsmeßbereiche im Bild 5 dargestellt. Für niedrige Geschwindigkeiten wird der 300-ms-Zeit-Meßbereich und für höhere der 100-ms-Bereich benutzt.

Die Stromversorgung von Lichtquellen und Meßgerät erfolgt wegen ihrer räumlichen Trennung auch getrennt. Die Lampen werden durch eine Batterie (6 V, 5 A) gespeist. Das Meßgerät kann wahlweise mit einer 220-V-Wechselspannung oder mit einer 12-V-Batterie (3 A) betrieben werden. Für den Batteriebetrieb ist ein transistorisierter Wechselrichter eingebaut (max. Leistung 80 W). Bild 6 zeigt das Meßgerät, Bild 7 die Anlage im Einsatz im Straßenverkehr. Der vorliegende Aufbau enthält die Ergebnisse verschiedener Teiluntersuchungen ([7] [8] [9] [10] und [16]).

Sollten die gemessenen oder passierenden Fahrzeuge gezählt werden, kann dies mit dem elektronischen Zählgerät (EZ 2a, VEB Intron, Leipzig) erfolgen. Dazu schaltet man dieses Gerät an den Meßausgang für den Kurzzeitmesser. Da das Zählgerät aber einen niederohmigen Eingang hat, muß ein Widerstand von etwa 1 MΩ in Reihe geschaltet werden, damit die Translog-Bausteine nicht zu stark belastet werden.

Analyse der Meßfehler

Der Gesamtfehler des Geschwindigkeitsmeßgerätes wurde unter Berücksichtigung der Angaben über die Fehler der einzelnen Bauelemente (Translog-Bausteine und Kurzzeitmesser) mit 2 ··· 2,5% eingeschätzt. Zur Kontrolle durchgeführte Messungen mit einem frei fallenden Körper zeigen allerdings, daß der Fehler immer kleiner als 1% und im Mittel 0,5% war. Mit dieser Meßmethode konnten Geschwindigkeiten bis 20 km/h nachgebildet werden. Man kann deshalb mit großer Sicherheit den Gesamtfehler mit $\leq 2{,}5\%$ angeben. Neben diesem Fehler treten aber beim praktischen Einsatz noch weitere Meßstörungen auf.

Durch die notwendige Darstell- und Ablesezeit können z. B. eine Reihe von Fahrzeugen nicht angemessen werden. Das waren bei den durchgeführten praktischen Erprobungen etwa 10 ··· 20%. Diese Störung ist nicht erheblich, da nur dann Fahrzeuge nicht angemessen werden, wenn sie dicht hintereinander fahren. Dann haben sie aber ohnehin die

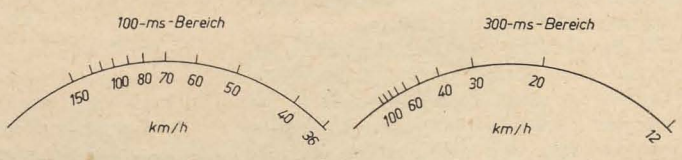


Bild 5: Skalenteilung der Geschwindigkeitsanzeige

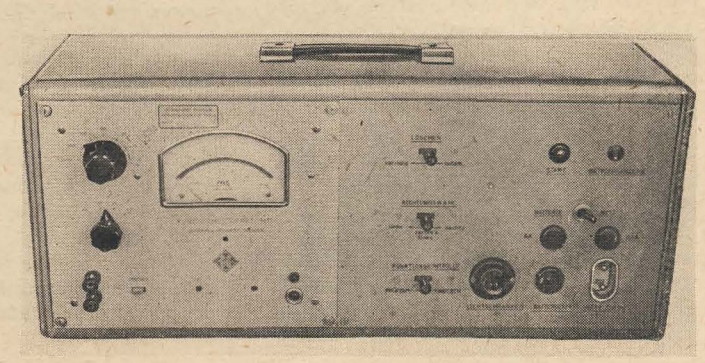


Bild 6: Geschwindigkeitsmeßgerät (Funktionsmuster)

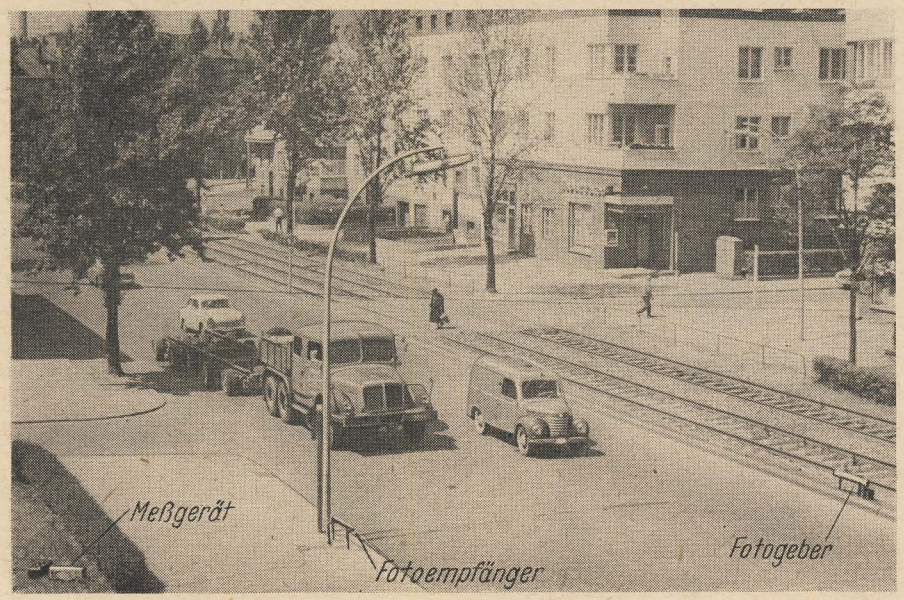
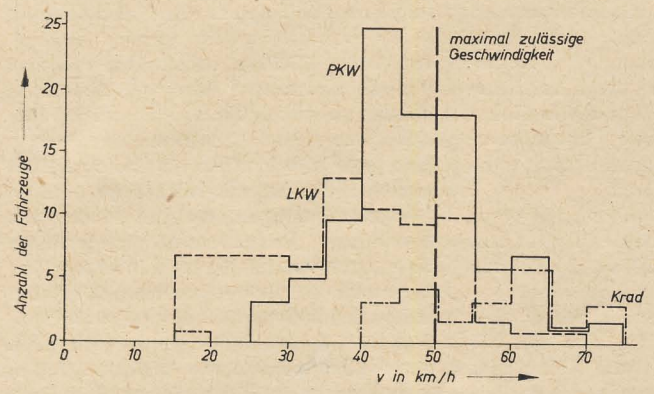


Bild 7: Geschwindigkeitsmeßanlage im Betrieb



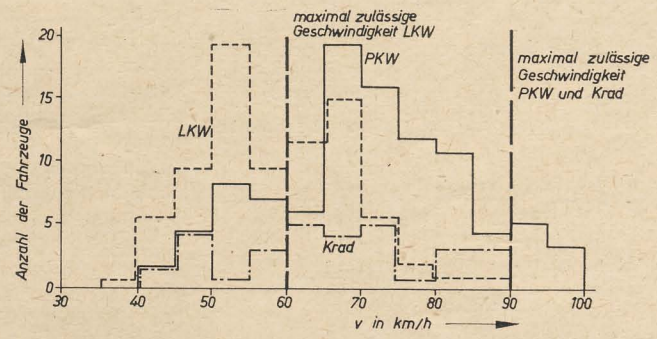


Bild 8 (links): Geschwindigkeits-Verteilungsdichte auf einer Stadtstraße
Bild 9 (rechts): Geschwindigkeits-Verteilungsdichte auf der Fernverkehrsstraße

gleiche Geschwindigkeit wie das angemessene (erste) Fahrzeug.
Meßfehler durch Gegen- oder Überholverkehr traten nur bei 0,5% der durchgeführten Messungen auf.
Wenn die Lichtschranken etwa die Höhe der Unterkante der Karrosserie eines Fahrzeuges angeordnet sind, so kann es durch Federung geschehen, daß eine Lichtschranke von der Vorderkante des Wagens und die andere von den Rädern unterbrochen wird. Diese Meßfehler können durch geeignete Wahl der Lichtschrankenhöhe vermieden werden.

Betriebserprobungen

Die Anlage wurde bereits wiederholt im Verkehr erprobt. Die ersten Messungen wurden an einer Zufahrtsstraße durchgeführt. Die Straße war eine etwa 7 m breite Betonstraße mit Zweirichtungsverkehr. Die höchstzulässige Geschwindigkeit war 50 km/h. Es wurde im Meßbereich 12 ··· 100 km/h (300 ms) gemessen. Die gemessenen Geschwindigkeiten wurden in Gruppen von 5 zu 5 km/h, getrennt nach Fahrzeugarten zusammengefaßt (Bild 8). Damit kann die Verteilungsdichte der an diesem Meßort gefahrenen Geschwindigkeiten gezeichnet werden.
Die zweite Messung wurde auf einer zweibahnigen Fernverkehrsstraße durchgeführt. Die Anlage war etwa 200 m vor dem Ortseingangsschild an einer Richtungsfahrbahn aufgestellt. Sie stand am Ausgang einer Kurve und am Ende einer Steigung von etwa 3%. Bei dieser Messung wurde der Bereich 36 ··· 150 km/h benutzt. Die Meßwerte wurden tabelliert und danach wieder die Geschwindigkeitsverteilungsdichte (Bild 9) gezeichnet.
Bei beiden Versuchen wurde noch folgendes erprobt. Die Lichtschranken wurden abgesetzt an der Straße aufgestellt und die Signale der Fotodioden über eine dreiadrige Gummileitung von 60 m Länge dem Gerät zugeführt. Ein solcher abgesetzter Betrieb zeigte keinerlei Nachteile.
Betriebstechnisch ist es wichtig, daß man am Meßort die Lichtschranken noch im Auge hat, um bei dichterem Verkehr das angemessene Fahrzeug identifizieren zu können.
Beide Betriebserprobungen zeigten, daß das Meßgerät den Anforderungen des praktischen Einsatzes entspricht. Gleichfalls wurde bestätigt, daß man mit Hilfe dieses Meßgerätes die Geschwindigkeitsverteilungsdichtekurven mit relativ geringem Aufwand bestimmen kann.
Bei der Deutschen Reichsbahn wurde das Gerät zur Kontrolle der Ablaufgeschwindigkeit von Güterwagen im Rangierbetrieb zu einem ersten Versuch eingesetzt. Auch diese Erprobung verlief erfolgreich. Eine weitere Einsatzmöglichkeit besteht bei der Geschwindigkeitskontrolle an Langsamfahrstellen.

Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Aufgabe wurde ein elektronisches Geschwindigkeitsmeßgerät entwickelt und gebaut. Als Meßwandler werden fotoelektrische Lichtschranken benutzt. Die Zeit zum Durchfahren der von zwei Lichtschranken gebildeten Meßstrecke (1 m) wird mit einem handelsüblichen Kurzzeitmesser gemessen, der in Geschwindigkeit (km/h) umgeeicht wurde. Es können die Geschwindigkeiten von Fahrzeugen beider Verkehrsrichtungen angemessen werden. Außerdem ist eine Richtungsselektion möglich, so daß nur Fahrzeuge einer wählbaren Verkehrsrichtung den Meßvorgang auslösen. Der Meßwert kann automatisch nach etwa 2,5 s oder von Hand gelöscht und die Anlage damit wieder betriebsbereit gemacht werden. Die Meß- und Darstellzeit wurde auf etwa 2,5 s eingestellt. Die elektronische Steuerschaltung wurde aus Translog-Bausteinen aufgebaut. Damit konnte die der Entwicklung zugrundegelegte Forderung nach Verwendung fertiger Baugruppen weitestgehend erfüllt werden. Nur die Stromversorgung (Transistor-Transverter) wurde neu entwickelt. Die Anlage kann wahlweise aus einer Batterie oder dem Wechselstromnetz betrieben werden. Das Gerät wurde als Funktionsmuster ausgeführt. Die Genauigkeit ist besser als 2,5%. Die Anlage kann außer zur Straßenverkehrskontrolle noch für die Verkehrsanalyse, für die Kontrolle der Ablaufgeschwindigkeit von Güterwagen (auch zur Steuerung der Gleisbremse) beim Rangierbetrieb der Eisenbahn und zur Bestimmung der Endgeschwindigkeit beim Stapellauf von Schiffen und beim Skisprung eingesetzt werden. Praktisch durchgeführte Erprobungen im Straßenverkehr und bei der Deutschen Reichsbahn bestätigen dies. Die Anlage ist erheblich billiger als die bisher üblichen Radargeschwindigkeitsmesser. Leichte Transportierbarkeit, einfache Handhabung und sehr kurze Meßstrecke machen dieses Gerät für die genannten Aufgaben gut geeignet.

Literatur

[1] Röhrich, K.: Analyse des Straßenverkehrs. VDI-Zeitschrift 104 (1962), H. 14, S. 617–623

Fortsetzung auf Seite 92

EINSCHALTPULSER

HELMUT HÜNICH

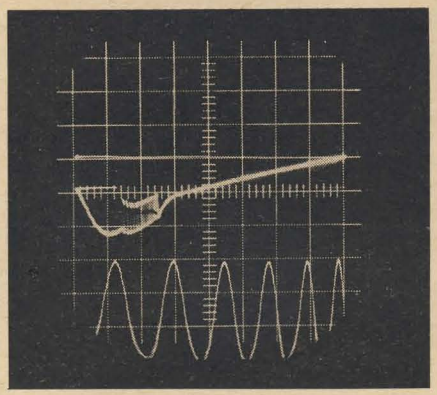


Bild 4: Oszillogramm der Spannung U_p mit überlagerten Ausgangsimpulsen, f = 10 Hz

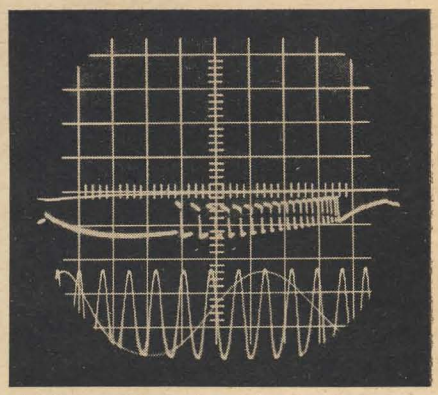


Bild 5: Vergrößerter Ausschnitt des Oszillogrammes nach Bild 4, f = 100 Hz

Allgemeines

In elektronischen Überwachungs- und Steuerungsanlagen werden auch Einrichtungen benötigt, die nach dem Einschalten eine begrenzte Anzahl von Impulsen abgeben und anschließend im Ruhezustand verbleiben. In einer Fernsteuer- und Fernüberwachungsanlage für 6600 Befehle und Meldungen muß zum Beispiel ein Teil der Funktionseinheiten nach dem Einschalten der Betriebsspannungen in eine bestimmte Schaltlage gebracht werden. Da es sich hierbei um eine größere Anzahl von Speichern handelt, die für die gesamte Dauer der folgenden Betriebszeit frei einstellbar bleiben müssen, werden sie über eine gemeinsame Leitung impulsmäßig in die Grundstellung gesteuert. Für den vorgesehenen Betrieb in unbemannten Stationen mit der Möglichkeit von Netzausfällen muß diese Steuerung automatisch stets dann erfolgen, wenn bei Netzwiederkehr nach etwa 50 ms die Betriebsspannungen voll an den Funktionseinheiten liegen. Außerdem wird eine hohe Funktionssicherheit verlangt.

Schaltungen unter Verwendung nur eines verzögerten Impulses scheiden hierfür aus, da dieser einzelne Impuls durch störende Einflüsse leicht verlorengehen kann.

Die geforderte Funktionssicherheit wird vielmehr dadurch erreicht, daß auf die Grundstellungs-Leitung nach Ablauf der gewünschten Verzögerung mehrere Impulse gegeben werden. Die Anzahl dieser Impulse ist dabei wenig kritisch, es müssen mit Sicherheit mehr als einer sein, und sie müssen nach spätestens 100 ms verschwunden sein, da dann der reguläre Ablauf der Funktionen in der Fernüberwachungsanlage beginnt. Die Folgefrequenz der Impulse darf ebenfalls in einem verhältnismäßig großen Bereich von 200 ··· 300 Hz schwanken, da nur die Zeitkonstanten der Ansteuerungsglieder an den Speichern hierbei berücksichtigt zu werden brauchen.

Eine solche begrenzte Impulsfolge läßt sich zum Beispiel mit Hilfe einer binären Zählkette erzeugen, die von einem vorhandenen Taktgenerator angesteuert wird, nach Ablauf der gewünschten Verzögerungszeit einige Impulse abgibt und sich anschließend für die gesamte weitere Betriebsdauer der Anlage mit Hilfe einer Eigentorschaltung stillsetzt. Außer dem verhältnismäßig großen Aufwand an Bauelementen würde diese Zählkette auch während der langen Zeitdauer, innerhalb der sie keine Impulse abgibt, für ihre bistabilen Multivibratoren Energie aus der Betriebsspannungsversorgung benötigen. Andererseits weist sie eine viel zu große Genauigkeit in den obengenannten Impulsdaten auf, so daß ihr Einsatz nicht gerechtfertigt erscheint.

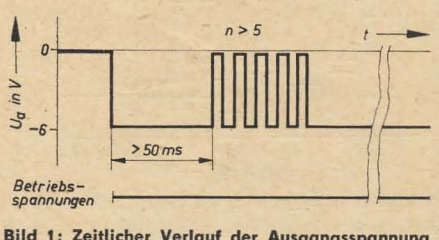


Bild 1: Zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung U_a

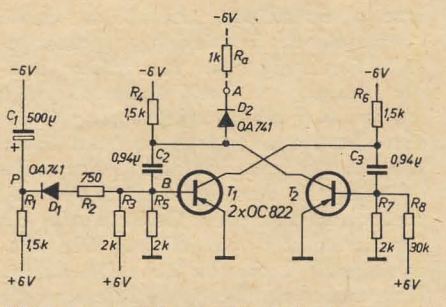


Bild 2: Stromlaufplan des Einschaltpulsers

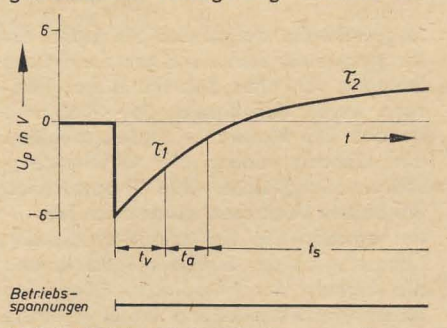


Bild 3: Zeitlicher Verlauf der Spannung U_p

Schaltung

Es wurde eine einfache Schaltung verwendet, die nach einer Verzögerung von > 50 ms mindestens fünf Impulse abgibt und für die gesamte weitere Betriebsdauer nahezu leistungslos im Ruhezustand verbleibt (siehe Funktionsdiagramm Bild 1). Bild 2 zeigt den Stromlaufplan dieses Einschaltpulsers. Er besteht aus einem astabilen Multivibrator mit den Transistoren T_1 und T_2 sowie aus einem Verzögerungsglied mit dem Kondensator C_1 und dem Widerstand R_1. Am Ausgang A können die Impulse über den Widerstand R_a gegen − 6 V abgenommen werden.

Die Wirkungsweise des an sich bekannten astabilen Multivibrators [1] sei hier nur kurz erläutert. Denkt man sich die Verbindungsleitung von der Basis B des Transistors T_1 zum Widerstand R_2 aufgetrennt, so werden bei anliegender Betriebsspannung die beiden Transistoren über die zu ihrer Basis führenden Rückkopplungskondensatoren C_2 und C_3

Fortsetzung von Seite 91

[2] Simmons, B. D., und Toll, R. I.: An electronic controller for high-speed road traffic. Electronic Engineering Aug. 1962, S. 516–520

[3] Korte, J. W.: Stadtentwicklung, Stadtverkehr und Straßenverkehrstechnik. Umschau (1963), H. 4, S. 114–116

[4] KDT-Tagung „Probleme der Straßenverkehrsplanung und Straßenverkehrstechnik" in Dresden am 24. und 25. 10. 1963, Meßgeräteschau

[5] Geschwindigkeitsmessung fotoelektrisch. radio mentor 19 (1963), H. 3, S. 217

[6] Prospekt: Translog-Bausteine (VEB Elektroapparatebau Berlin-Treptow)

[7] Taeger, W.: Elektronisch-optische Geschwindigkeitsmessung. Diplomarbeit. Universität Rostock, Institut für Fernmeldewesen 1962

[8] Janson, J.: Aufbau einer Steuerschaltung mit Translogsteinen für elektronisch-optische Geschwindigkeitsmessung, Gr. Beleg. Universität Rostock, Institut für Fernmeldewesen 1963

[9] Janson, J.: Konstruktion, Bau und Erprobung eines Geschwindigkeitsmeßplatzes zur Messung der Kraftfahrzeuggeschwindigkeit, Diplomarbeit. Universität Rostock, Institut für Fernmeldewesen 1963

[10] Knust, E.-E.: Messungen am Geschwindigkeitsmeßplatz (Betriebserprobung), Kl. Beleg. Universität Rostock, Institut für Fernmeldewesen 1963

[11] Prospekt: Verkehrsradar VRG 2 (Telefunken)

[12] Prospekt: Radarowy miernik predkósci Typ RMP-5 A (Unitra Warszawa)

[13] Beschreibung und Bedienungsanweisung für das Universalkurzzeitmeßgerät Typ MT 1

[14] Lueg, H., Schallehn, W., und Toedter, H.: Das Telefunken-Verkehrsradar. ETZ-B (1958), H. 10, S. 385–390

[15] Marstaller, R., und Stange, R.: Der Dopplereffekt bei elektromagnetischen Wellen und seine Anwendung zur Messung der Geschwindigkeit bewegter Ziele. Nachrichtentechnik 10 (1960), H. 9, S. 423–426

[16] Knust, E.-E.: Kurzzeitmessung, Gr. Beleg. Universität Rostock, Institut für Fernmeldewesen 1964

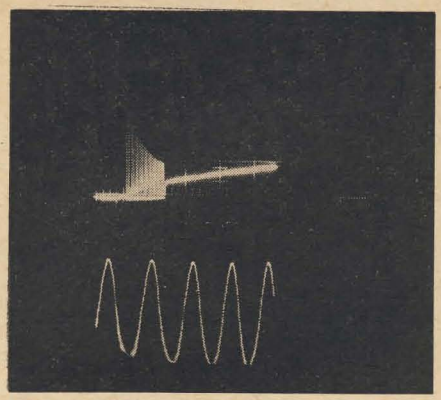


Bild 6: Oszillogramm der Basisspannung U_b am Transistor T_1 f = 10 Hz

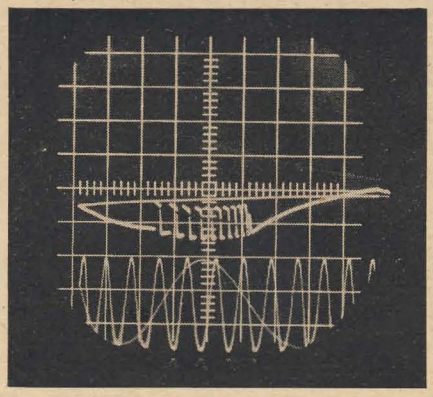


Bild 7: Oszillogramm der Spannung U_p wie Bild 5, jedoch mit $C_1 = 350$ µF, $\beta = 36$

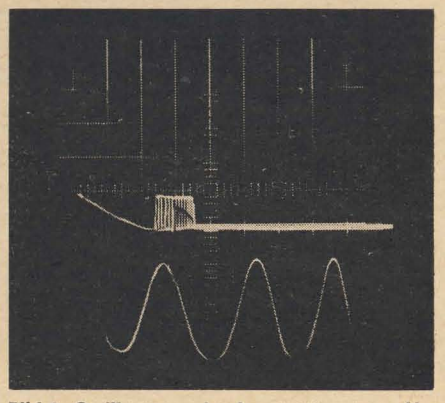


Bild 8: Oszillogramm der Ausgangsspannung U_a, f = 10 Hz, $\beta = 36$

wechselweise geöffnet und gesperrt. Die Folgefrequenz der über eine Entkopplungsdiode D_2 am Ausgang A abnehmbaren Rechteckimpulse wird im wesentlichen durch die Widerstände R_4, R_6 und die Kondensatoren C_2, C_3 bestimmt. Sie liegt bei 200 ··· 300 Hz.

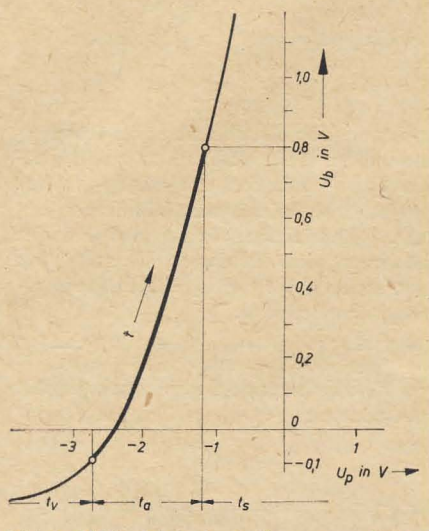


Bild 9: Abhängigkeit der Basisspannung U_b vom steuernden Potential U_p

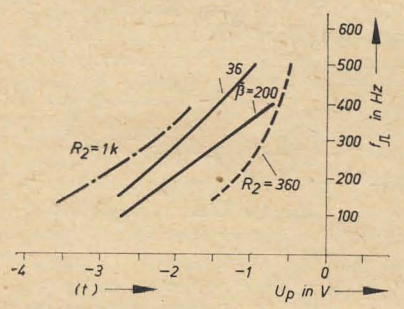


Bild 10: Abhängigkeit der Pulsfolgefrequenz vom steuernden Potential U_p

Das Verzögerungsglied C_1, R_1 bewirkt die gewünschte Ein- und Ausschaltung des Multivibrators. Bild 3 zeigt den prinzipiellen Verlauf des steuernden Potentials U_p am Punkt P. Während einer Verzögerungszeit t_v fließt über den Kondensator C_1, die Diode D_1 und den Widerstand R_2 ein so großer Basisstrom für den Transistor T_1, so daß dieser in der Sättigung liegt und damit geöffnet bleibt. Der Transistor T_2 bleibt dabei zwangsläufig gesperrt. Gelangt das sich nach positiveren Werten hin ändernde Potential U_p in die Nähe des Wertes 0, so durchläuft es einen arbeitsfähigen Bereich t_a für den Multivibrator und dieser schwingt. Wird das Potential noch positiver, so erhält der Transistor T_1 eine so große positive Vorspannung an seiner Basis, daß die Schwingungen abreißen und er sicher gesperrt bleibt (t_s). Damit aber wird zugleich auch der Transistor T_2 gesperrt. Im Bereich positiver Werte ändert sich das Potential U_p mit einer größeren Zeitkonstante τ_2, da die bisher relativ niederohmige Diodenstrecke zwischen Emitter und Basis des Transistors T_1 im gesperrten Zustand wesentlich hochohmiger geworden ist. Der zeitliche Verlauf des steuernden Potentials U_p wurde an einer praktischen Schaltung mit einem Oszillograf aufgenommen und im Bild 4 wiedergegeben. Die Polarität ist die gleiche wie im Bild 3, jedoch wurden zur Verdeutlichung des arbeitsfähigen Bereiches t_a die am Ausgang A entstehenden Impulse dem Potential U_p überlagert. Man bemerkt die Verschleifung des Anstieges nach dem Einschalten der Betriebsspannungen infolge deren verhältnismäßig langsamen Anstieges. Der Unterschied der beiden Zeitkonstanten ist ebenfalls zu erkennen. Zum Vergleich wurde eine Sinusfrequenz von 10 Hz eingeblendet. Bild 5 zeigt einen vergrößerten Ausschnitt dieses Verlaufes, wobei eine 100-Hz-Sinusspannung als Zeitvergleich zugefügt wurde. Bei diesem Zeitmaßstab erkennt man, daß die Pulsfolgefrequenz mit positiver werdender Basisspannung durch das „Herauslaufen" des Arbeitspunktes aus der Sättigung und schließlich nach Gebieten geringer Stromverstärkung hin größer wird. Dies ist bei der Bemessung der Arbeitsfrequenz zu berücksichtigen. Der zugehörige Spannungsverlauf an der Basis B des Transistors T_1 ist im Bild 6 wiedergegeben. Das Verhalten der Schaltung bei einem extremen Minimalwert $C_1 = 350$ µF und einer minimalen Stromverstärkung (36fach) der beiden Transistoren beschreibt das Bild 7. Die Verhältnisse am Ausgang A werden im Bild 8 dargestellt.

Der Widerstand R_2 und die Diode D_1 entkoppeln das Basispotential U_b am Transistor T_1 von dem steuernden Potential U_p. Die Funktionskurve im Bild 9 beschreibt den Zusammenhang zwischen U_p und U_b. Sie wird zeitlich nach positiveren Werten hin durchlaufen, und man erkennt, daß der Einschaltpulser bis zu solchen positiven Werten an der Basis B noch Impulse abgibt, bei denen der Transistor statisch bereits gesperrt ist. Während des Pulsens stehen negative Steuerimpulse an der Basis zur Verfügung, die den Arbeitsbereich somit vergrößern.

Im Bild 10 ist abschließend die bereits erwähnte Frequenzabhängigkeit der Ausgangsimpulse dargestellt. Die Pulsfolge nimmt im Verlauf der Arbeitszeitdauer zu, wobei die Unterschiede für Transistoren mit extrem hoher und geringer Stromverstärkung eingetragen wurden. Zum Vergleich sind außerdem die Frequenzkurven für eine Schaltung mit Transistoren mittlerer Stromverstärkung und verändertem Widerstand R_2 dargestellt.

Literatur

[1] Shea, R. F.: Transistortechnik, VEB Verlag Technik, Berlin

Neuerscheinung

Hochschullehrbuch für das Nebenfach Elektrotechnik

Helmut Claussnitzer

Einführung in die Elektrotechnik

etwa 390 Seiten, 403 Bilder, 12 Tafeln, Kunstleder etwa 28,– MDN

Die Elektrotechnik ist mit den verschiedensten Industriezweigen verknüpft und gewinnt immer größere Bedeutung auch für Nichtelektrotechniker. Die Auswahl des Stoffes für ein solches Buch ist deshalb ganz besonders sorgfältig getroffen und die Darstellung ist kurz und doch gut verständlich gehalten worden.

Der Autor konnte auf seine Unterrichts- und Prüfungserfahrungen mit Nichtelektrotechnikern zurückgreifen. Zahlreiche geschickt ausgewählte Übungsaufgaben sind eingestreut, die die Kenntnisse vertiefen und den Studierenden Möglichkeiten der Selbstkontrolle bieten. Bei den Anwendungen wird, entsprechend ihrer heutigen Bedeutung, den elektrischen Maschinen und Meßgeräten der Nachrichtentechnik und Elektronik ein breiter Raum gewidmet.

VEB VERLAG TECHNIK, Berlin

Begründung der unterschiedlichen Größe von Scheinkapazität und Ladungskapazität bei Aluminium-Elektrolytkondensatoren

Ing. THOMAS GALLI

Die Scheinkapazität C_S von Elektrolytkondensatoren ist die Größe, die bei der verbreitetsten Anwendung als Lade- und Siebkondensatoren maßgebend ist. Sie errechnet sich aus dem Scheinwiderstand Z aus

$$C_S = \frac{1}{2\pi f Z}$$

bzw. ist durch Brückenmessung bei Abgleich von Kapazität C und Verlustfaktor tan δ zu bestimmen nach

$$C_S = \frac{C}{\sqrt{1 + \tan^2 \delta}}$$

Die Ladungskapazität C_q von Elektrolytkondensatoren ist die Größe, die vorzugsweise bei Relaisschaltungen und zur Einhaltung von Zeitbedingungen usw. in der professionellen Technik Bedeutung hat. Sie ergibt sich aus dem Energiegehalt des geladenen Kondensators $E = C \cdot U$ bzw. $C_q = (I \cdot t)/U$ und ist in der Praxis allgemein größer als die Scheinkapazität C_S sowie wesentlich weniger temperaturabhängig als diese.

Hierbei soll außer Betracht bleiben, daß über den Verlustfaktor tan δ bei höheren Frequenzen bzw. tiefen Temperaturen eine zwangsläufige Verkleinerung der Scheinkapazität C_S eintritt, jedoch soll aufgezeigt werden, welche Faktoren für die Abweichung zwischen Scheinkapazität C_S und Ladungskapazität C_q besonders im Niedervoltbereich unter anderem von maßgeblichem Einfluß sind.

Zum Verständnis der Zwangsläufigkeit einer Differenz zwischen den beiden Kapazitäten sei zunächst der Aufbau der heute allgemein üblichen Aluminium-Elektrolytkondensatoren erläutert. Die kapazitätsbildenden Beläge werden durch eine Aluminiumfolie gebildet, die sogenannte Anodenfolie, und den relativ dickflüssigen Elektrolyt. Zwischen diesen Belägen liegt das Dielektrikum, das als Aluminiumoxidschicht Al_2O_3 in einem speziellen Verfahren auf die Anodenfolie aufgebracht wurde. Als Kontaktierung des Elektrolyten wird ebenfalls eine Aluminiumfolie verwendet, sie wird als Katodenfolie bezeichnet. Diese Katodenfolie hat etwa die gleichen Ausmaße wie die Anodenfolie und wird durch einen mit dem Elektrolyt getränkten porösen Abstandhalter geringerer Dicke von der Anodenfolie ferngehalten. Durch diesen Aufbau wird erreicht, daß zwischen Stromzuführung über den Elektrolyt bis zur Anodenfolie nur ein kurzer Leitweg resultiert und der wirksame Widerstand des Elektrolyten entsprechend dessen Leitfähigkeit kleingehalten wird.

Würde die sogenannte Katodenfolie ohne Einschränkungen einen einwandfreien Stromübergang zum Elektrolyten gewährleisten, so läge ein relativ unkompliziertes Kondensatorsystem vor. Eine Aluminiumfolie, wie sie als Katodenfolie allgemein Anwendung findet, stellt jedoch unerwünschterweise selbst wiederum einen Kondensatorbelag mit einem Dielektrikum dar, das durch die Luftoxidschicht des Aluminiums gebildet wird. Hieraus folgernd resultiert eine Serienschaltung zweier Kapazitäten für das System eines Elektrolytkondensators, gebildet aus der Anodenkapazität C_A der Anodenfolie gegen den Elektrolyt und der Katodenkapazität C_K der Katodenfolie gegen den Elektrolyt. Die Kapazität C_P, die dabei durch die beiden Folien gegeneinander gebildet wird, ist nur von sehr geringer Größe und soll hier vernachlässigt werden. Die Scheinkapazität C_S ist folglich das Ergebnis der Serienschaltung, deren einzelne Komponenten C_A und C_K selbst nicht in Erscheinung treten (Bild 1). Die Kapazität C_K ist im allgemeinen um so größer als C_A, je höher die Nennspannung des Kondensators ist, vorausgesetzt, daß die Oberflächen der beiden Folien von gleicher Beschaffenheit, beispielsweise elektrochemisch aufgerauht sind. Bei Kondensatoren der Nennspannung 1,5 Volt sind C_A und C_K von gleicher Größenordnung.

Für die Ladungskapazität C_q ist die Serienschaltung von C_A und C_K in stark abweichender Weise von Einfluß (Bild 2). Die von dem System der Serienschaltung von C_A und C_K aufzunehmende Ladungsmenge E_a ist praktisch nur von der Kapazität C_A abhängig, da bei der Aufladung dieses Systems auf U_1 die Kapazität C_K nicht in ihrer Sperrichtung beansprucht wird und somit nur als Widerstand im Ladungsstromkreis liegt. Bei der Entladung des Systems erfolgt jedoch eine Parallelschaltung von C_A und C_K über den Verbraucher (z. B. ein Relais, ein Meßwerk oder auch eine Kurzschlußverbindung), und die Ladung E_a der Kapazität C_A verteilt sich dabei auf C_A und C_K, wobei sich eine gleichgroße Spannung U_2 an diesen beiden Kapazitäten einstellt. Die Ladung des Systems setzt sich nunmehr zusammen aus

$$C_A \cdot U_2 + C_K \cdot U_2$$

und die Spannung U_2 ergibt sich aus

$$\frac{E_a}{C_A + C_K}$$

sie ist an den Anschlüssen des Kondensators nicht mehr meßbar, da beide gleiches Potential haben und nur gegenüber dem Elektrolyt eine Potentialdifferenz besteht. Offensichtlich findet also bei der Entladung kein Abfall von U_1 auf 0 Volt statt, sondern nur auf U_2, die Entladungsmenge beträgt somit

$$E_e = E_a - C_A \cdot U_2 \quad \text{bzw.} \quad E_e = C_A \cdot (U_1 - U_2)$$

und die zu messende Entladungskapazität beträgt somit

$$C_q = \frac{E_e}{U_1}$$

Nach jeder Entladung steht, wie dargelegt, eine Spannung U_2 an C_A und C_K. Es läßt sich nun ein Stromfluß vorzugsweise von C_A nach C_K über die Entladungsleitung feststellen, der als Restladung in Erscheinung tritt. Die Energiemenge dieser Restladung kann keinen größeren Wert annehmen als

$$E_a - E_e - C_K \cdot U_2 \quad \text{bzw.} \quad C_A \cdot U_2$$

In der Regel ist sie geringer. Diese Erscheinung rührt bei Niedervolt-Elektrolytkondensatoren in nennenswertem Umfang daher, daß die beiden Kapazitäten C_A und C_K unterschiedliche Restströme haben. Vorwiegend ist der Reststrom der Katodenkapazität C_K größer, so daß die Spannung U_2 an C_K schneller abgebaut wird und durch die Parallelschaltung von C_A und C_K über die Entladungsleitung ein Spannungsausgleich stattfindet.

Diese Rechnung ist jedoch zunächst nur für den Fall gerechtfertigt, daß die Spannung U_2 nicht größer als die Sperrspannung der Katodenfolie bzw. der Kapazität C_K ist ($U_2 \leqq 2$ V).

Ergeben sich aus dem Verhältnis der Kapazitäten C_A und C_K mit der Spannung U_1 höhere Spannungen für U_2, so findet ein Oxydationsprozeß der Katodenfolie statt, der eine Reduzierung der

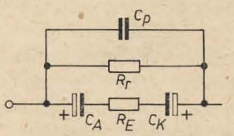


Bild 1: Ersatzschaltbild für die Scheinkapazität C_S (Erläuterung der Bezeichnungen s. Bild 2)

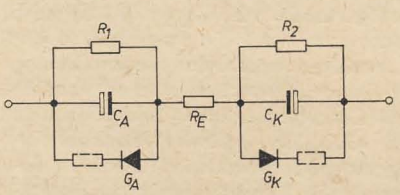


Bild 2: Ersatzschaltbild für die Ladungskapazität C_q

- **C_A – Kapazität der Anodenfolie gegen den Elektrolyt**
- **C_K – Kapazität der Katodenfolie gegen den Elektrolyt**
- **C_P – Kapazität der Katodenfolie gegen die Anodenfolie (ohne Elektrolytwirkung)**
- **R_E – Widerstand des Elektrolyten (niederohmig)**
- **R_r – Widerstand, der dem Reststrom entspricht (hochohmig)**
- **R_1 – Widerstand, der dem Reststrom von C_A entspricht (gleichzusetzen mit R_r)**
- **R_2 – Widerstand, der dem Reststrom von C_K entspricht (Sperrspannung von C_K im Normalfall 2 Volt)**
- **G_A – Diode mit Sperrspannung = U_N des Elektrolytkondensators**
- **G_K – Diode mit Sperrspannung entsprechend der Katodenoxidschicht, im Normalfall 2 Volt**

Kapazität C_K zur Folge hat. Diese Verringerung von C_K führt ihrerseits wieder zu einem Anstieg von

$$U_2 = \frac{E_a}{C_A + C_K}$$

Da ein solcher Oxydationsprozeß nicht mit einer einmaligen Entladung seinen Endzustand erreicht, ergibt sich dabei mit jeder Entladung eine etwas geringere Ladungskapazität C_q, bis letztlich erreicht ist, daß

$$C_K \cdot U_2 = C_A \cdot (U_1 - U_2)$$

ist.

Die Spannungsdifferenz von U_2 und der jeweils tatsächlichen Sperrspannung U_3 der Katodenfolie als Ursache dieser Oxydation ist andererseits der Grund für eine von E_e abweichende Entladungsmenge E_e', da sich der zugehörige Stromfluß von C_A über die Entladungsleitung zum eigentlichen Entladestrom addiert. Es wird somit in diesem Fall

$$E_e' = C_A \cdot (U_1 - U_3)$$

Die zu E_e zusätzliche Entladungsmenge $E_z = E_e' - E_e$ beträgt jeweils $C_A \cdot (U_2 - U_3)$ und verringert sich, bis U_3 die Größe von U_2 erreicht hat, sofern die Katodenfolie überhaupt die Bildung einer Al_2O_3-Schicht gestattet.

Nur wenn gewährleistet ist, daß $E_z = 0$ ist und keine Restladungseffekte einen Einfluß ausüben, ergibt sich für die Entladungskapazität

$$C_q = C_A - \frac{C_A^2}{C_A + C_K}$$

ihr ist die Kapazität

$$C_S = \frac{C_A \cdot C_K}{C_A + C_K}$$

gegenüberzustellen, und es folgt in diesem Idealfall $C_q = C_S$. Für die Aufladung bleibt dabei eine zusätzliche Ladungsmenge von $E_a - E_e = C_A \cdot U_2$ erforderlich.

Experimentell lassen sich diese Verhältnisse mit bipolaren, also ungepolten, Niedervolt-Elektrolytkondensatoren besonders leicht nachweisen, da in diesem Fall nicht nur eine Sperrspannung von etwa 2 V entsprechend der Katoden-Luftoxidschicht an C_K vorliegt, sondern C_K und C_A sowohl bezüglich Kapazität und Spannung gleichartig sind.

Bei der Aufladung des bipolaren Kondensators auf U_1 steht als spezieller Fall eine Ladungsmenge E_a einer Entladungsmenge E_e von etwa $E_a/2$ gegenüber, da nur $U_1/2$ von C_A nach C_K über das Meßwerk abfließt. Bei geeignetem Qualitätsunterschied zwischen den beiden Folien läßt sich eine Restladung nachweisen, die sich entweder zu E_e addiert oder in entgegengesetzter Richtung wirkt, sofern nämlich der Reststrom von C_A größer als von C_K ist. Durch eine Sondenmessung mit einem hochohmigen Voltmeter ist unmittelbar nach der Entladung an C_A sowie an C_K gegenüber dem Elektrolyt die Spannung U_2 in Größe von $U_1/2$ zu messen.

Wird eine erneute Ladung des bipolaren Kondensators vorgenommen, auch ehe die an C_A und C_K stehengebliebene Spannung über den Reststrom abgeflossen ist, so ergibt sich wieder $E_a \approx 2E_e$, da die Spannung an C_K bei der Ladung erst auf 0 Volt zurückgeführt wird und demgegenüber an C_A eine Spannung in gleicher Größe, aber umgekehrter Polarität gegenüber C_K noch vorhanden ist. Abweichungen können sich durch unterschiedliche Restströme von C_A und C_K ergeben, was bei einem offenen System zu Differenzen der Spannungen an C_A und C_K führt.

Die gegebene Darlegung der Verhältnisse verzichtet bewußt auf die Erwähnung von Faktoren, die durch sogenannte Raumladungseffekte usw. und Einflüsse der Oxidschichtstruktur des Dielektrikums sowohl die Restladung als auch die Ladungskapazität unter Umständen nennenswert beeinträchtigen, da die hierzu erforderlichen diffizilen Betrachtungen den gegebenen Rahmen bei weitem überschreiten würden.

Fachbücher

Reinhold Paul

Transistoren

Physikalische Grundlagen und Eigenschaften

VEB Verlag Technik, Berlin, 1964

508 Seiten, 223 Bilder, 20 Tafeln, Kunstleder 35,– MDN

Seit Entdeckung des Transistorprinzips vor etwa 15 Jahren hat die Entwicklung des Transistors und seine schaltungstechnische Anwendung einen steilen Aufschwung erlebt. Mit dem vorliegenden Werk, das sich sowohl an den Entwickler als auch an den Anwender von Transistoren wendet, ist nun ein ausgezeichnetes und sehr umfassendes Fachbuch erschienen. Es bietet das zur Schaltungsentwicklung vom Transistor her notwendige Rüstzeug, ohne auf Schaltungen und meßtechnische Fragen selbst einzugehen.

Der Verfasser unterteilt sein Buch in zwei große Hauptabschnitte. Im ersten Teil „Physikalische Grundlagen des Transistors" werden vor der exakten und umfassenden Erläuterung der Vorgänge im pn-Übergang der Leitungsmechanismus im Halbleiter und das gestörte elektrodynamische Gleichgewicht behandelt. Es wird weiterhin auf das statische und dynamische Verhalten des Diffusionstransistors eingegangen und in einem weiteren Abschnitt der Drifttransistor beschrieben. Sehr interessant und wertvoll ist das Kapitel über besondere physikalische Effekte, das die Folgeerscheinungen übertretener Shockleyscher Annahmen übersichtlich behandelt. Eine Beschreibung der Herstellungsverfahren und Bauformen von Flächentransistoren unter Berücksichtigung der Planar- und Epitaxialtechnik schließt den ersten Hauptabschnitt ab.

Der zweite und größere Teil des Buches „Technische Eigenschaften und Kennwerte" behandelt die Transistoreigenschaften aus elektronischer Sicht unter starkem Bezug auf die physikalischen Vorgänge und gibt damit die Grundlage für die Anwendung. Der Leser wird zunächst

HANDBÜCHEREI ELEKTRONIK

Wie wir feststellen konnten, haben Sie das im Dezember 1964 erhaltene Informationsmaterial für die Handbücherei 1965 ausgewertet und genutzt. Das bewiesen die zahlreichen Bestellungen, von denen wir Kenntnis erhielten.

In der Zwischenzeit dürften die im Monat Januar bzw. Anfang Februar 1965 ausgelieferten Titel in Ihren Händen sein. Um ihnen einen genauen Überblick zu geben und eine Abstimmung mit Ihrer Buchhandlung zu ermöglichen, außerdem zur Information derjenigen Leser, die verspätet auf die Neuerscheinungen aufmerksam wurden, führen wir nachstehend nochmals die in den Monaten Januar und Februar ausgelieferten Titel an:

Claussnitzer
Einführung in die Elektrotechnik

Sirotinski
Hochspannungstechnik
Äußere Überspannungen – Wanderwellen

Kloeppel/Fiedler
Kurzschluß in elektrischen Anlagen und Maschinen

Reihe AUTOMATISIERUNGSTECHNIK

Band 25 Bär
Einführung in die Schaltalgebra

Band 26 Borgwardt
Flüssigkeitsanalysen-Meßtechnik

Band 28 Hummitzsch
Zuverlässigkeit von Bauelementen und Maschinen

Band 30 Peschel
Kybernetik und Automatisierung

Heute bitten wir Sie, Ihre Erfahrungen, Anregungen, Wünsche und evtl. Verbesserungsvorschläge an uns weiterzugeben, damit wir sie in der Redaktion und darüber hinaus im Rahmen des Verlages auswerten können. Erlauben Sie uns bitte, Ihre Hinweise zu veröffentlichen, sofern sie für alle Leser von Interesse sind. Selbstverständlich erhalten Sie dafür ein entsprechendes Honorar.

In der Zeit vom 28. Februar bis 9. März 1965 findet die Leipziger Frühjahrsmesse statt. Den Stand unseres Verlages finden Sie im

Messehaus am Markt
I. Stock
Stand 155, 157, 159

Wir würden uns freuen, auch Sie dort begrüßen zu können. Sie hätten dann auch die Möglichkeit, mit Mitarbeitern unseres Verlages bzw. der Redaktion zu sprechen und Wünsche und Anregungen persönlich vorzutragen. Wir schlagen Ihnen vor, Ihren Besuch möglichst in den frühen Morgenstunden oder in den Abendstunden auszuführen, weil dann die Gelegenheit zu einer persönlichen Aussprache am günstigsten ist. In besonderen Fällen kann auch in gegenseitiger Absprache ein passender Termin vereinbart werden. Am Ausstellungsstand ist Gelegenheit, die Produktion unseres Verlages in ihrer Gesamtheit kennenzulernen, insbesondere die Titel der „Handbücherei", die wir im Original oder in Blindbänden, Andruckbogen usw. vorstellen.

Im Zusammenhang damit können wir Ihnen mitteilen, daß unsere Abteilung Werbung den Jahreskatalog „Unsere Bücher 1965", der die gesamte Produktion an Neuerscheinungen und Nachauflagen enthält, Anfang März an alle Bezieher zum Versand bringen wird. Diesen Jahreskatalog können selbstverständlich auch weitere Leser unserer Zeitschrift erhalten, wenn sie ihn anfordern.

In der Hoffnung, Sie am Messestand begrüßen oder Ihre Meinung zur Handbücherei veröffentlichen zu können, wünschen wir Ihnen einen erfolgreichen Messebesuch.

Ihre Redaktion

mit den Kennlinienfeldern, den Niederfrequenzparametern, dem Frequenzeinfluß und den Grenzfrequenzen vertraut gemacht. Weitere Kapitel befassen sich mit Ersatzschaltbildern, dem Impulsverhalten, dem Rauschen und den thermischen Problemen. Diese Kapitel stellen ein gutes Rüstzeug für Schaltungsentwicklungen mit Transistoren dar, wobei das letzte Kapitel über thermische Stabilität und Stabilisierung auf Grund seiner Wichtigkeit bei der Dimensionierung weit ausgreifend behandelt wurde. Hervorzuheben ist neben der exakten, tiefgreifenden und teilweise auch ordnenden Darstellung der Probleme das gut gegliederte und umfassende Literaturverzeichnis. *Eckert*

E. P. Popow

Einführung in die Regelungs- und Steuerungstechnik

VEB Verlag Technik, Berlin

312 Seiten, 242 Bilder,

Kunstleder 22,– MDN

Nachdem der sowjetische Autor, der wohl ohne Zweifel zu den führenden Fachleuten auf dem Gebiet der Regelungs- und Steuerungstechnik gehört, bereits durch zwei theoretisch außerordentlich gut fundierte Bücher bei uns bekannt wurde, gab nun der Verlag Technik ein drittes Buch von ihm in tadelloser deutscher Übersetzung heraus. Obwohl die bereits erschienenen Bücher „Dynamik automatischer Regelsysteme" (Akademie-Verlag, Berlin, 1958) und „Näherungsmethoden zur Untersuchung nichtlinearer Regelsysteme" (Geest & Portig, Leipzig, 1963) dem Techniker einen tieferen Einblick in moderne mathematische Theorien geben, sind sie doch pädagogisch so überzeugend geschrieben, daß sie den willigen Leser nicht überfordern. Diese wertvolle Eigenschaft besitzt auch das neu erschienene für den Praktiker geschriebene, einführende Fachbuch, das in der Originalausgabe in bisher drei Auflagen sehr gut aufgenommen wurde. Durch den Versuch des Autors, weitere Leserkreise nicht nur in die Wirkungsweise von Regelungssystemen und ihre Darstellung mit Hilfe von Differentialgleichungen, Frequenzgängen und Übergangsfunktionen einzuführen, sondern ihnen in gleicher Weise bewußt moderne Methoden näherzubringen – wie die Anwendung statistischer Betrachtungsweisen, die Einführung nichtlinearer Glieder oder logischer Einrichtungen in das Regelsystem und die Anwendung optimaler und selbsteinstellender Systeme – wird dieses Buch über den Durchschnitt der Fachliteratur herausgehoben. Auf Grund seiner klaren und pädagogisch ausgezeichneten Darstellung kann das Buch daher sowohl dem praktisch tätigen Ingenieur als auch dem Studierenden besonders empfohlen werden. *Pilz*

H. Wiedmer

TECHNISCHE INFORMATIONEN
messen · steuern · regeln

mit einem Geleitwort von Minister Alfred Neumann, Vorsitzender des Volkswirtschaftsrates der DDR

3., bearbeitete und ergänzte Auflage

VEB Verlag Technik, Berlin, 1965

etwa 440 Seiten, 310 zum Teil mehrfarbige Bilder, Kunstdruckpapier, Plasteinband 26,– MDN

Die zunehmende Automatisierung macht es notwendig, daß alle Facharbeiter, Meister und Ingenieure sich die theoretischen und praktischen Grundkenntnisse der Betriebsmeß-, Steuerungs- und Regelungstechnik (BMSR-Technik) aneignen.
Unter dem bescheidenen Titel „TECHNISCHE INFORMATIONEN messen · steuern · regeln" verbirgt sich ein Nachschlagewerk über die BMSR-Technik, das in dieser Form bisher einmalig ist. Nach den kurzgefaßten Grundlagen werden ausführlich die Betriebsmeßgeräte, die Regler und Regeleinrichtungen behandelt. Wertvolle Informationen über die genormten Begriffe und Symbole sowie über Liefermöglichkeiten der Fertigungsbetriebe sind u. a. im Anhang enthalten.
Die klare Gliederung, die praxisnahe Darstellung und die zahlreichen, sorgfältig gestalteten und ausgewählten Abbildungen machen dieses Buch besonders demjenigen Leser wertvoll, der sich im Selbststudium in dieses neue Gebiet einarbeiten will.

Peter Hummitzsch

Zuverlässigkeit von Systemen

REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK
Bd. 28

VEB Verlag Technik, Berlin

88 Seiten, 44 Bilder, 3 Tafeln, broschiert 4,80 MDN

Fast jeder Ingenieur wird in Zukunft mit den Problemen der Zuverlässigkeit konfrontiert werden. Dieser Band behandelt die im Hinblick auf technische Systeme interessierenden Grundlagen und Ergebnisse der Zuverlässigkeitstheorie. Die Darstellung ist so gewählt, daß auch dem der Wahrscheinlichkeitstheorie Fernstehenden eine leichte Einarbeitung möglich ist. Die Grundbegriffe sowie die Ursachen und die Erscheinungsformen des Fehlerverhaltens werden eingehend erörtert. Breiten Raum nimmt auch die Untersuchung der Maßnahmen zur Zuverlässigkeitsverbesserung ein, wobei die wesentlichsten technischen Aspekte des Problems erwähnt werden. Die mathematischen Methoden zur Vorhersage der Zuverlässigkeit werden vorgestellt und an einigen Beispielen erläutert.

Hervorragende Benetzung der Kontakte bewirkt

Spezial-Wellenschalteröl

Rundfunk-Spezialist Fr. Granowski, 6822 Rudolstadt 2/Thür.

Prospektmaterial

über die Literatur des VEB VERLAG TECHNIK fordern Sie bitte bei Ihrem Buchhändler an.

Ein Studiobandgerät
(38 cm/s) mit Aufsprech- und Wiedergabeentzerrer auf dem Wege der Umsetzung (evtl. Kauf) dringend gesucht.
Eilangebote unter 282 an DEWAG-WERBUNG 806 Dresden

PGH „FUNKTECHNIK"
806 DRESDEN
jetzt:
Friedrich-Engels-Straße 20
Telefon 5 52 87

Lautsprecher-Spezialwerkstatt
Reparaturen aller Fabrikate und Typen bis 40 W

VERKAUFE

Selektograf SO 81
neuw. 1 150,— MDN.

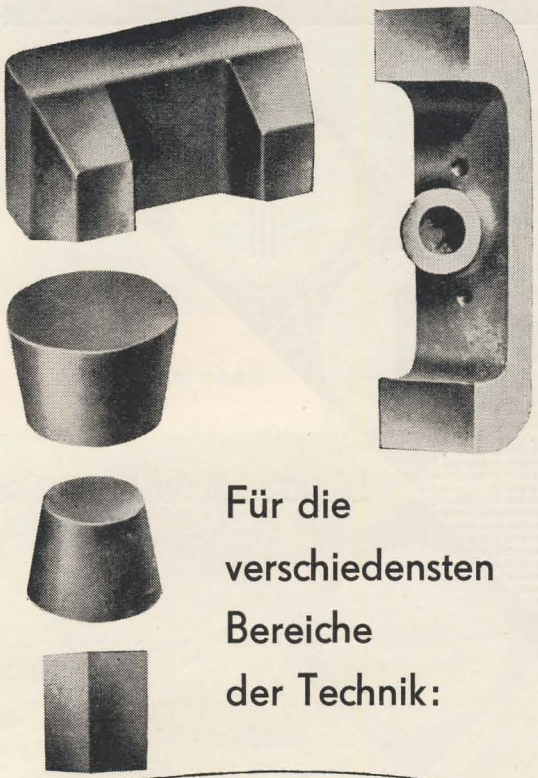
Röhrenvoltmeter
gebraucht, 0,5–2 V mit Tastkopf, 150,— MDN.

Radio und Fernsehen
Jahrgänge 56, 58, 59, 60, 61, 62, 63

Funktechnik
Jahrgänge 58, 59, 60, 61, 62, 63
pro Jahrg. 10,— MDN.

1071 Berlin, Telefon 44 56 58

Kondensator-Mikrofone
in Studioqualität für alle Verwendungszwecke
Mikrofon-Zubehör und Steckverbindungen
Bitte fordern Sie unsere Prospekte an.
NEU im Vertriebsprogramm:
Netzanschlußgeräte N 61 V und UN 61 V
mit eingebautem Transistor-Vorverstärker zum direkten Anschluß unserer Mikrofone an einen Kraftverstärker. In die Netzgeräte N 57, UN 57, N 61 und UN 61 kann der Vorverstärker kurzfristig eingebaut werden.
GEORG NEUMANN & CO.
Elektrotechnisches Laboratorium
6552 GEFELL/VOGTLAND – RUF: 185

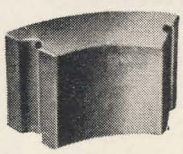


Für die verschiedensten Bereiche der Technik:

Dauer-Magnete

AlNi 120 AlNiCo 400
AlNiCo 160 AlNiCo 560
AlNiCo 350 AlNiCo 700

in allen erforderlichen Größen

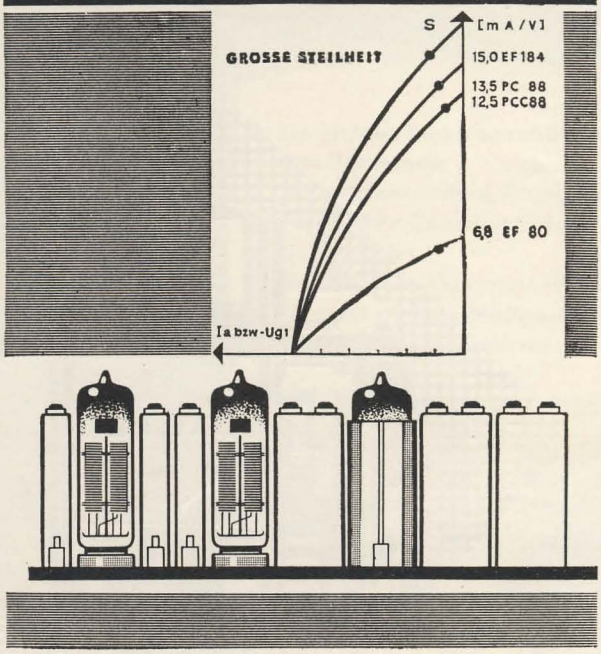


für Lautsprecher,
elektrische Leistungszähler,
Meßgeräte,
Geräte der Nachrichtentechnik,
Dynamos, Kleinmotoren,
physikalische Apparate und
viele andere Anwendungsgebiete

Fordern Sie bitte unsere technische Beratung an!

VEB ELEKTROCHEMISCHES KOMBINAT BITTERFELD

RFT electronic



Bessere Bildqualität...

mit Spanngitterröhren

Durch Spanngitterröhren mit hoher Eingangsempfindlichkeit und Verstärkung sowie geringer Rauschzahl erhöht sich die Bildqualität in Fernsehempfängern.

Unsere Spanngitterröhren werden in den Fernsehgeräten des VEB Rafena und Fernsehgerätewerk Staßfurt eingesetzt.

1165 1965

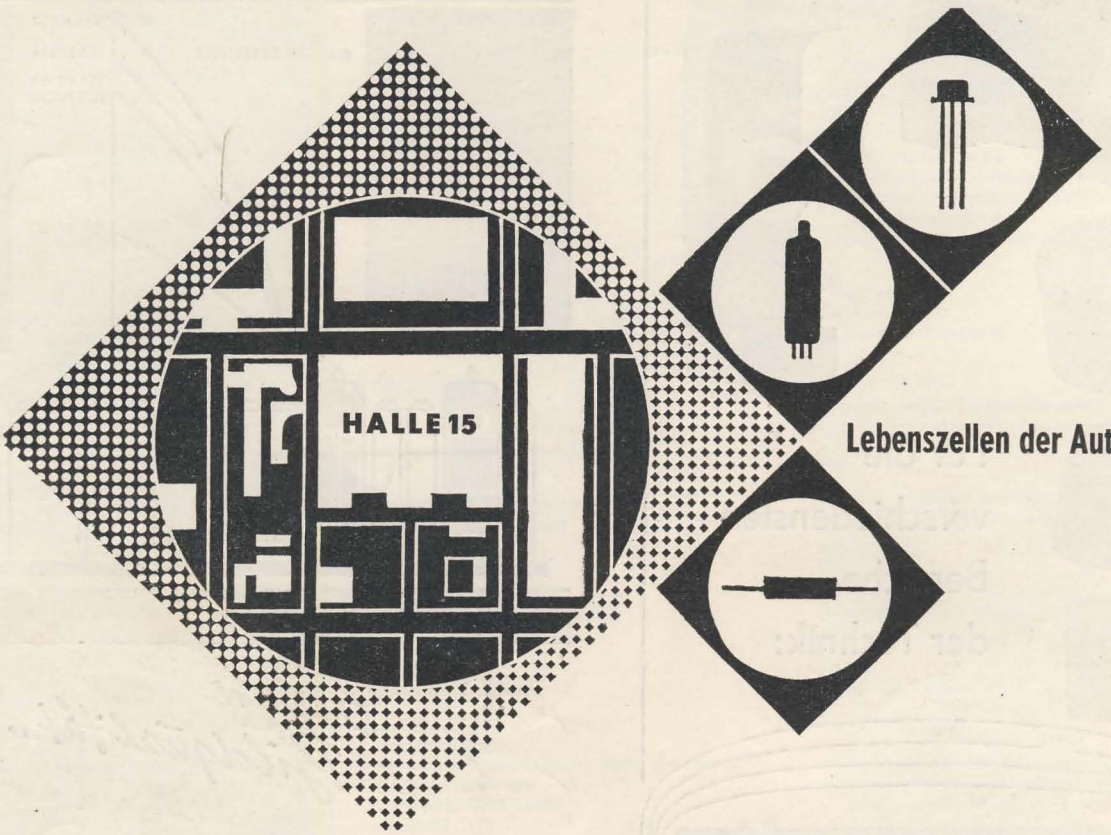
VEB FUNKWERK ERFURT

Rudolfstraße 47/2

Zur Leipziger Frühjahrsmesse stellen wir aus:

Empfänger- und Oszillografenröhren sowie elektronische Meßgeräte — Technische Messe, Halle XV – elektronik –

Musikboxen — Städtisches Kaufhaus und Zoogaststätten



Lebenszellen der Automation

1165 1965

Jetzt in Leipzig auf der Technischen Messe in der „Halle der Elektronik"

Technischer Fortschritt und hochentwickelte Elektronik – das sind zwei Begriffe, die heute untrennbar zusammengehören. Deshalb wurde zur Leipziger Frühjahrsmesse 1965 auf dem Gelände der Technischen Messe eine besondere Halle der Elektronik eingerichtet. Dort finden Sie jetzt den gemeinschaftlichen Messestand der RFT-Betriebe für elektronische Bauelemente (bisher Innenstadt, „Städtisches Kaufhaus"!).

Und das ist die genaue Bezeichnung:

RFT electronic Halle XV, Obergeschoß

Wir zeigen Ihnen Halbleiter, Elektronenröhren, Kondensatoren, Widerstände, Kontaktbauelemente. Unter den ausgestellten Erzeugnissen finden Sie wichtige Neu- und Weiterentwicklungen. Im Blickpunkt stehen dabei Leistung und Lebensdauer – beides von entscheidender Bedeutung für eine zuverlässige Funktion der elektronischen Lebenszellen im hochempfindlichen Nervensystem der Automaten und Geräte.

Bitte besuchen Sie unseren Messestand!

RFT

electronic

vereinigt Fortschritt und Güte

VVB RFT Bauelemente und Vakuumtechnik

1017 Berlin,
Ehrenbergstraße 11–14,
Telefon: 5807264,
Telex: 011220 / 011221